ОГЛАВЛЕНИЕ

ББК 32.85
Б21
УДК 621.379.5+621.375.4

Рецензент *О. В. Алексеев*

Бальян Р. Х., Сиверс М. А.

Б 21 Тиристорные генераторы и инверторы.— Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982.— 223 с., ил.
В пер.: 1 р.

Книга посвящена широко применяемым тиристорным генераторам и лежащим в основе многих из них тиристорным инверторам для диапазона частот до нескольких десятков килогерц. Рассмотрен широкий класс схем, способных работать как при стабильных, так и при изменяющихся нагрузке и выходной частоте. Подобные устройства необходимы в различных областях электро- и радиотехники, в частности для сверхдлинноволновой радиосвязи, радионавигации, генерирования ультразвуковых и гидроакустических колебаний. Изложены теория и методы конкретного инженерного расчета схем с учетом переходных режимов, ряд специальных вопросов.

Книга предназначена для инженерно-технических и научных работников и может быть использована при проектировании различного электротехнического и радиоэлектронного оборудования, а также в качестве учебного пособия для студентов и аспирантов.

$Б\frac{2403000000-052}{051(01)-82}155-82$

ББК 32.85
6Ф0.3

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время для получения электрических колебаний большой мощности при различной частоте все шире применяются тиристорные генераторы, многие из которых создаются на основе тиристорных инверторов. Они заменяют традиционно используемые для этих целей генераторы на электронных лампах.

Применение тиристорных устройств способствовало техническому прогрессу в преобразовательно-усилительной технике. Эти устройства обладают весьма высокой эффективностью и надежностью, значительно меньшими массой и габаритами, большим сроком службы, имеют мгновенную готовность к работе, удобны в обслуживании.

Вопросам теории и проектирования тиристорных инверторов и генераторов посвящен ряд публикаций советских и зарубежных ученых: А. Д. Артыма, Б. Бэдфорда и Р. Хофта, Г. В. Ивенского, В. А. Лабунцова, Ж. Лекоргийе, И. В. Нежданова, Н. Х. Ситника, Ю. Г. Толстова и др. Однако в этих трудах наиболее полно освещены преобразователи промышленных и близких к ним частот для стабильных условий работы, при этом многие интересные схемы остались вне поля зрения.

В настоящей работе сделана попытка с возможной полнотой и с единых методологических позиций рассмотреть теорию и инженерный расчет широкого класса тиристорных генераторов, способных работать в широком частотном диапазоне, вплоть до многих десятков килогерц, как при стабильных, так и при изменяющихся выходной частоте и параметрах нагрузки. Освещаются особенности работы этих устройств. Такие устройства необходимы, в частности, для систем сверхдлинноволновой радиосвязи, радионавигации, ультразвуковой, гидроакустической техники.

Анализ электрических процессов в схемах производится с учетом нестационарных процессов при включении схем. Рекомендуются предпочтительные области применения различных схем. Даются полученные с помощью ЭВМ расчетные параметры для многих важных случаев, позволяющие существенно облегчить задачи инженерного проектирования.

В первой главе приводятся классификация, основные характеристики и параметры тиристоров и тиристорных генераторов.

Во второй главе рассматриваются схемы однотактных тиристорных генераторов, предназначенных для получения затухающих и непрерывных колебаний высокой частоты. Генераторы такого типа являются простейшими тиристорными генераторными устройствами. При использовании современных тиристоров с их помощью могут быть получены затухающие колебания вплоть до нескольких сотен килогерц и даже единиц мегагерц (магнитно-тиристорные генераторы) и незатухающие колебания не выше 10—15 кГц.

Третья глава посвящена двухтактным генераторам. Их основу составляют инверторы. Инверторы, ключевые элементы которых построены на тиристорах, получили широко распространенное в литературе название — тиристорные инверторы. Рассматриваются тиристорные инверторы различных схемных исполнений. Генераторы подобного типа позволяют получать с помощью современных тиристоров частоты не более 10—15 кГц. Они являются наиболее многочисленной группой тиристорных генераторов.

Особый класс двухтактных тиристорных генераторов — с обратными диодами — описывается в главе четвертой. Генераторы отличаются значительно меньшей зависимостью режима работы от нагрузки и выходной частоты. Это предопределило их широкое применение в тех случаях, когда активная и реактивная составляющие нагрузки в процессе работы изменяются в широких пределах. Частотный диапазон работы этих генераторов тот же, что и при отсутствии обратных диодов. Как и в третьей главе, рассматриваются непосредственно инверторы, составляющие основу генераторов.

Пятая глава посвящена многотактным генераторам. Они позволяют преодолеть противоречие между сравнительно малым временем включения тиристоров и значительным временем выключения. В ряде таких генераторов единственным ограничением верхнего значения генерируемой частоты являются коммутационные потери, определяемые длительностью времени включения тиристоров и возрастающие с частотой. С помощью современных тиристоров при работе в режиме генерирования импульсов со значительной скважностью многотактные генераторы позволяют получать частоты вплоть до 100 кГц. Эти генераторы выполняются в виде многоячейковых на основе тиристорных инверторов.

В шестой главе рассмотрены некоторые специфические особенности, связанные с проектированием тиристорных генераторных устройств. К ним отнесены анализ переходных процессов в тиристорных генераторах, методы управления колебаниями в них, защита тиристорных генераторов при аварийных режимах, проектирование электрических элементов для этих генераторов — коммутирующих дросселей, конденсаторов и выходных трансформаторов.

С учетом тенденций развития современных методов проектирования в седьмой главе помещен материал, освещающий возможно-

сти и методику автоматизированного проектирования тиристорных генераторов.

В книге использованы имеющиеся литературные источники, а также оригинальные исследования авторов в рассматриваемой области. Авторы выражают искреннюю благодарность сотрудникам, участвовавшим в проведении этих исследований, а также благодарят Г. Я. Рубинштейна, подготовившего материалы для седьмой главы книги.

Пожелания и замечания по книге просьба направлять по адресу: 191041, Ленинград, Марсово поле, д. 1, Ленинградское отделение Энергоиздата.

Авторы

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТИРИСТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

1-1. Характеристики тиристоров

Тиристоры имеют эксплуатационные характеристики, качественно подобные характеристикам ионных управляемых вентилей (тиратронов), но более экономичны, обладают более высокой удельной мощностью, механической прочностью и надежностью, малой чувствительностью к окружающим условиям (температура, положение в пространстве и т. п.), мгновенной готовностью к работе и т. д.

В настоящее время промышленность СССР и других стран выпускает ряд тиристоров, различных по своим характеристикам и назначению. Двумя важнейшими характеристиками тиристоров согласно стандарту и рекомендациям СЭВ являются номинальный ток и номинальное напряжение.

Номинальный (средний) ток $I_{ном}$ — средний за период рекомендуемый ток частотой 50 Гц, синусоидальной формы, длительно протекающий через тиристор при его работе в однофазной однополупериодной схеме на активную нагрузку и угле проводимости 180° при предельной температуре структуры. Параметр «номинальный ток» является классификационным параметром для тиристора данного типа ($I_{ном} = I_{кл}$).

Номинальное (повторяющееся) напряжение $U_{ном}$ — наибольшее мгновенное напряжение, прикладываемое к тиристору в обратном (прямом) направлении с учетом всех повторяющихся переходных напряжений и исключением всех неповторяющихся переходных напряжений. Значение номинального напряжения соответствует значению напряжения, по которому тиристору присваивается определенный класс (величина $U_{кл}/100$, $U_{ном} = U_{кл}$).

Тиристоры по назначению могут быть условно разбиты на две группы. К первой группе относятся приборы, предназначенные для работы в диапазоне промышленных частот (обычно не выше 500—1000 Гц) и обладающие следующими классификационными параметрами: номинальным током $I_{ном}$ от единиц до тысячи с лишним ампер и номинальным напряжением $U_{ном}$ от десятков вольт до 3—5 кВ. Вторую группу составляют специальные быстродействующие тиристоры, предназначенные для работы на повышенных частотах, имеющие улучшенные динамические характеристики,

но несколько меньшие номинальные токи и напряжения [39, 45, 49].

Основные характеристики тиристоров, знание которых необходимо при проектировании инверторов и генераторов, целесообразно разделить на четыре группы, характеризующие соответственно энергетические параметры тиристоров, их динамические свойства, требования к цепи управления и устойчивость по отношению к окружающей среде. Рассмотрим те из них, которые наиболее важны при проектировании тиристорных устройств.

К первой группе характеристик можно отнести классификационные ток и напряжение тиристоров, о которых говорилось выше, а также прямое падение напряжения. Прямое падение напряжения — среднее за период значение напряжения на тиристоре при протекании через него классификационного тока $I_{кл}$. Эта величина называется также классификационным падением напряжения $\Delta U_{кл}$. Классификационное напряжение является тем допустимым напряжением $U_{а.д}$ на аноде тиристора, при котором он должен работать в схеме. Однако классификационный ток не следует смешивать с максимальным допустимым током тиристора $I_{а\,m\,д}$, зависящим от различных условий его работы. В частности, ток $I_{а\,m\,д}$ весьма сильно зависит от частоты. Значительное снижение тока $I_{а\,m\,д}$ уже на частотах 1—2 кГц объясняется ростом коммутационных потерь. Таким образом, энергетические возможности того или иного типа тиристоров определяются величинами $U_{а.д}$ и $I_{а\,m\,д}$.

Прямое падение напряжения на тиристоре $\Delta U_{кл}$ является одной из важных величин, определяющих экономичность тиристоров. Другой важной величиной, определяющей экономичность тиристоров, являются коммутационные потери. Токи через тиристоры в открытом и закрытом состоянии отличаются на 5—6 порядков (в открытом состоянии они равны десяткам и сотням ампер на квадратный сантиметр, а в закрытом — не более нескольких миллиампер), поэтому тиристоры являются хорошими электронными ключами. Прямое падение напряжения на тиристорах мaлó и даже при плотности тока 50 А/см^2 не превышает 1—2 В, т. е. составляет доли процента от допустимого напряжения. Вследствие этого потери в тиристорах малы и обычно не превосходят единиц процентов от мощности в нагрузке.

Динамические свойства тиристоров принято оценивать по номинальным времени включения $t_{вкл.ном}$ и времени выключения $t_{в.ном}$ приборов, а также по критическим допустимым скоростям нарастания (крутизне) прямого тока $S_{i\,д}$ и прямого напряжения $S_{u\,д}$ на аноде. Время включения — интервал времени от момента достижения импульсом тока управления 10 % своего абсолютного значения до момента нарастания анодного тока до 90 % своего установившегося значения (или до момента снижения анодного напряжения до 10 % своего первоначального значения). Под временем выключения обычно понимают наименьший интервал времени от момента перехода через нуль анодного тока до момента

перехода через нуль анодного напряжения, приложенного к тиристору без его переключения. Лучшие современные тиристоры малой мощности имеют время включения 1—2 мкс и время выключения 2—5 мкс. Время включения мощных приборов колеблется в пределах от нескольких единиц микросекунд до 10—20 мкс, а время выключения — от 10—15 до 30—50 мкс (у тиристоров, предназначенных для работы в диапазоне промышленных частот, до сотен микросекунд). Однако современные достижения в области технологии производства полупроводниковых приборов позволяют надеяться, что в ближайшее время эти параметры тиристоров будут улучшены. Допустимая скорость нарастания прямого тока и напряжения у современных тиристоров достигает соответственно 1000 А/мкс и 1000 В/мкс.

Для отпирания тиристора на его управляющий электрод необходимо подавать сигнал определенной полярности и значения. Причем сигнал ограничивается рядом требований. К основным из них относятся значения отпирающего тока $I_у$ и отпирающего напряжения $U_у$ управляющего электрода. Отпирающий ток управляющего электрода — наименьший ток управляющего электрода, требуемый для переключения тиристора из закрытого состояния в открытое. Отпирающее напряжение на управляющем электроде— напряжение управления, требуемое для получения отпирающего тока. В случае включения тиристора импульсным сигналом (что чаще всего бывает на практике) необходимо знать его длительность. Значения $I_у$ и $U_у$ колеблются соответственно в пределах единиц ампер или вольт, а длительность импульсов — в пределах от единиц до десятков микросекунд.

На управление тиристоров расходуется малая мощность, что позволяет получать весьма большие коэффициенты усиления по мощности тиристорных устройств (порядка сотен или даже тысяч единиц). Кроме того, импульсный характер сигнала управления дает возможность использовать в качестве управляющих устройств различные логические схемы и апериодические усилители импульсных сигналов, надежные, простые и работающие, как правило, без перестройки в широком диапазоне частот.

Тиристоры обладают всеми преимуществами полупроводниковых приборов в отношении устойчивости к механическим воздействиям. Использование кремния в качестве материала для изготовления тиристоров позволило достигнуть широкого диапазона рабочих температур (от минус 50—60 до плюс 100—150 °C).

1-2. Области применения и типы тиристорных генераторов

Указанные в предыдущем параграфе достоинства тиристоров способствуют широкому применению их в различных областях техники.

Тиристоры применяются в схемах регулируемых выпрямителей и преобразователей постоянного тока в токи промышленной и более высоких частот, используемых при частотном регулировании асинхронных двигателей, для генераторов индукционного нагрева, плавки, закалки металлов и сушки различных материалов, в схемах стабилизации частоты при переменной частоте вращения первичных генераторов (например, на судах и самолетах), для создания источников напряжения автономной сети повышенной частоты, питания переменным током автономных потребителей с повышенной надежностью электроснабжения и др. Мощности подобных преобразователей лежат в пределах от сотен ватт до сотен киловатт при промышленном КПД 85—95 %, а частоты — от десятков герц до нескольких килогерц (для генераторов индукционного нагрева частоты достигают иногда 10—20 кГц) [38].

Преобразователи на тиристорах превосходят по своим технико-экономическим показателям преобразователи на ионных и электронных приборах и ламповые генераторы, используемые для получения промышленных частот. Габариты тиристорных преобразователей в 2—3 раза меньше габаритов преобразователей на тиратронах и ламповых генераторов, что объясняется малыми габаритами самих тиристоров, отсутствием накала, низким напряжением источников питания, малой мощностью управляющих устройств и т. п. Стоимость тиристорных преобразователей ниже стоимости преобразователей других типов, а возможность выполнения их полностью на полупроводниковых приборах позволяет повысить надежность, что особенно важно в случае работы преобразователей в системах без обслуживающего персонала. Отсутствие накала обеспечивает мгновенную готовность тиристорных преобразователей к работе и повышает экономичность устройств.

Имеются также сведения об использовании тиристорных передатчиков в системах гидроакустики, связи и навигации, работающих на частотах до 300 кГц (до этого в указанных передатчиках большой мощности применялись в выходных каскадах только электронные лампы). Так, например, фирмой «Вестингауз электрик» изготовлен передатчик на частоты 10—90 кГц [12, 44]. Максимальная мощность передатчика, равная 150 кВт, обеспечивается на частотах 10—30 кГц. С повышением частоты она понижается и на частоте 90 кГц составляет 10 кВт. Коэффициент усиления по мощности оконечного каскада передатчика равен 67 дБ. В передатчике используется 96 тиристоров, и занимаемый им объем составляет 2,8 $м^3$, что приблизительно в десять раз меньше объема, занимаемого аналогичным передатчиком на электронных лампах. Промышленный КПД передатчика достигает 86 %. В работе [26] указано, что изготовлен тиристорный передатчик СДВ-диапазона на мощность 1 МВт.

Применяемые в преобразователях и передатчиках тиристорные устройства могут быть разбиты на четыре основные группы: однотактные тиристорные генераторы, двухтактные генераторы (инверторы), многотактные генераторы незатухающих колебаний повышенной частоты и усилители.

В первую группу включены генераторы, предназначенные для получения как затухающих, так и незатухающих колебаний в кон-

туре нагрузки, причем контур нагрузки, используемый обычно в схемах таких генераторов, возбуждается одним тиристором (если в генераторе есть другие тиристоры и диоды, то они играют вспомогательную роль). Режим работы генератора при генерировании затухающих колебаний аналогичен режиму ударного возбуждения колебательного контура (или контуров) импульсом тока, а при генерировании незатухающих колебаний — режиму работы однотактного лампового (транзисторного) генератора. Энергия при незатухающих колебаниях поступает в контур нагрузки один раз за период колебаний высокой частоты. Время, когда на аноде тиристора сохраняется отрицательное напряжение (схемное время выключения), у генераторов незатухающих колебаний меньше половины периода генерируемой частоты.

В двухтактных генераторах (инверторах) передача энергии в нагрузку осуществляется двумя или бо́льшим числом тиристоров, а режим работы их похож на режим работы двухтактных ламповых (транзисторных) генераторов. Схемное время выключения у них, так же как и в предыдущем случае, не превосходит половины периода генерируемой частоты.

Основным фактором, ограничивающим частоту генерируемых колебаний в однотактных генераторах незатухающих колебаний и инверторах, является недостаточное схемное время выключения. Для увеличения его могут быть использованы многотактные генераторы незатухающих колебаний. Одна из схем таких генераторов приведена на рис. 5-10 (подробное описание см. в § 5-4). В этих генераторах используются два или большее число тиристоров, режим работы каждого из которых аналогичен режиму работы лампы (транзистора) в умножителе частоты, т. е. импульс тока протекает через каждый тиристор один раз за несколько периодов высокочастотных колебаний. После окончания прохождения импульса тока на аноде тиристора сохраняется отрицательное напряжение в течение длительного времени, обычно большего половины периода генерируемых колебаний. Значение этого времени зависит от числа тиристоров в генераторе и частоты поступления энергии в контур нагрузки, которая, в свою очередь, определяется добротностью контура и допустимой неравномерностью колебаний в нем. На практике это время достигает нескольких периодов колебаний высокой частоты.

Если два тиристора не обеспечивают получение незатухающих колебаний в контуре нагрузки (амплитуда колебаний сильно изменяется в паузе между двумя соседними импульсами тока тиристоров), то число их увеличивают. При этом частота следования импульсов тока через каждый тиристор сохраняется, а частота поступления энергии в контур нагрузки возрастает.

Тиристорные усилители предназначены для усиления сигналов произвольной формы, частотный спектр которых обычно лежит в диапазоне звуковых частот, и могут быть использованы в качестве модуляторов или регуляторов напряжения.

1-3. Критерии оценки проектируемых устройств

Для сравнения различных схем генераторов, а также для выбора оптимальных режимов работы каждой из них целесообразно ввести ряд критериев, позволяющих оценить достоинства указанных схем и режимов. Ряд таких критериев предлагается в различных работах, например [5].

Критерии оценки могут быть разбиты на две группы. К первой группе относятся критерии, которые являются универсальными для выбора схемы или режима работы тиристорных устройств любого типа; ко второй — критерии, пригодные не для всех схем и режимов работы, а только для ограниченного числа случаев использования тиристорных устройств со специфическими требованиями.

В первую группу входят критерии, позволяющие оценить использование тиристоров по мощности и частоте, КПД схемы, крутизне нарастания тока и напряжения тиристоров; во вторую — критерии, оценивающие влияние изменения нагрузки и генерируемой частоты на режим работы схемы, и коэффициент гармоник выходного напряжения. Ниже рассмотрены обе группы указанных критериев.

1. Для оценки энергетического использования тиристоров в схемах генераторов и усилителей можно ввести критерий, позволяющий определить относительные значения полезной мощности, отдаваемой тиристором во внешнюю цепь (нагрузку), считая ограничивающими факторами заданные допустимые значения $I_{\text{а}\,m\,\text{д}}$ и $U_{\text{а.д}}$ тиристоров.

В качестве эталонной принимается полезная мощность, теоретически предельно достижимая с помощью тиристора при заданных значениях $I_{\text{а}\,m\,\text{д}}$ и $U_{\text{а.д}}$. Она получается при прямоугольных формах напряжения и тока и скважности импульсов тока q, равной двум (рис. 1-1). Последнее утверждение не очевидно, но может быть легко доказано.

Мощность $P_{\sim}$, отдаваемая тиристором во внешнюю цепь, равная разности мощности P_0, отдаваемой источником питания E_0, и мощности потерь на аноде тиристора $P_{\text{а}}$, легко может быть определена с помощью выражения

$$P_{\sim} = P_0 - P_{\text{а}} = E_0 I_{\text{а}\,m\,\text{д}} t_{\text{и}}/T - U_{\text{а}\,\min} I_{\text{а}\,m\,\text{д}} t_{\text{и}}/T, \qquad (1\text{-}1)$$

где $t_{\text{и}}$ — длительность импульса тока через тиристор; T — период генерируемых колебаний; $U_{\text{а}\,\min}$ — минимальное остаточное напряжение на аноде тиристора в открытом состоянии; его можно считать равным $\Delta U_{\text{кл}}$. Здесь предполагается, что напряжение на тиристоре при его включении падает до минимального практически мгновенно по сравнению с длительностью импульса тока тиристора, т. е. не учитывается время включения. Это справедливо при работе в диапазоне частот, не превышающем для современных тиристоров 40—50 кГц.

Будем исходить из того, что в цепи нагрузки мощность постоянной составляющей тока отсутствует, что практически справедливо для большинства рассматриваемых схем; тогда среднее значение анодного напряжения за период $U_{\text{а.ср}}$ равно напряжению источника анодного питания E_0. С другой стороны, нетрудно представить, что

$$U_{\text{а.ср}} = E_0 = [U_{\text{а}\,\min} t_{\text{и}} + U_{\text{а.д}}(T - t_{\text{и}})]/T. \qquad (1\text{-}2)$$

Если в выражение (1-1) подставить значение E_0 из выражения (1-2) и определить максимум $P_{\sim}$ в зависимости от $t_{\text{и}}$ (для этого следует дифференци-

ровать $P_{\sim}$ по $t_и$ и положить полученную производную равной нулю), то будем иметь $t_и = T/2$, т. е. $q = 2$. Среднее значение тока через тиристор $I_{a\,0}$ в этом случае равно $I_{am д}/2$. Поскольку величина $U_{a\,min}$ для тиристоров на несколько порядков меньше $U_{а.\,д}$, то, полагая в пределе $U_{a\,min} = 0$, получим $E_0 = U_{а.\,д}/2$.

Считая электронный КПД в эталонном режиме практически равным единице ($\eta_э = 1$), в качестве эталонной мощности можно принять мощность при $q = 2$:

$$P_{\sim э} = E_0 I_{a\,0} = U_{а.\,д} I_{a\,m\,д}/4. \tag{1-3}$$

Мощность, отдаваемая тиристором в любом другом заданном режиме при работе в генераторе или усилителе, равна (здесь также предполагается, что $\eta_э = 1$)

$$P_{\sim} = P_0 = E_0 I_{a\,0} = U_{а.\,д} I_{a\,m\,д} E_0 I_{a\,0}/(U_{а.\,д} I_{a\,m\,д}). \tag{1-4}$$

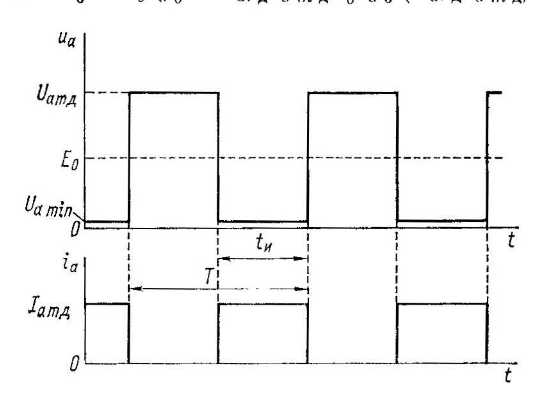


Рис. 1-1. Формы напряжения и тока

В формуле (1-4) отношения $E_0/U_{а.\,д}$ и $I_{a0}/I_{am\,д}$ зависят от формы анодного напряжения и тока тиристора, т. е. являются параметрами режима работы. Они определяются соотношениями параметров схемы генератора, но не зависят от напряжения источника питания или полезной мощности в нагрузке.

За коэффициент, характеризующий использование тиристора по мощности, можно принять величину

$$k_м = P_{\sim}/P_{\sim э} = 4\,\frac{E_0 I_{a0}}{U_{а.\,д} I_{amд}}. \tag{1-5}$$

Значение $k_м$ не превосходит единицы, так как предельная эталонная мощность получается, как указывалось ранее, при условии $U_{а.\,д} = 2E_0$; $I_{a\,m\,д} = 2I_{a\,0}$. Этот коэффициент характеризует, по существу, влияние форм тока и напряжения на мощность, получаемую от генератора; причем, чем больше значение $k_м$, тем больше указанная мощность. Таким образом, коэффициент $k_м$ позволяет оценить схему устройства или режим его работы с точки зрения использования тиристоров по мощности.

2. Возможности использования тиристорных генераторов для получения звуковых и ультразвуковых частот определяются выбо-

ром схемы устройства и ее режима работы, а также частотными (динамическими) свойствами самих тиристоров. Частотные свойства тиристоров, в свою очередь, определяются номинальным временем выключения $t_{\text{в. ном}}$. Введение частотного критерия необходимо для установления связи между частотными свойствами тиристоров, генерируемой частотой, выбором схемы устройства и его режима работы.

Время $t_{\text{в}}$, в течение которого на анодах тиристоров той или иной схемы сохраняется отрицательное напряжение и происходит процесс выключеиия (схемное время выключения), должно быть не меньше номииального времени выключения . Поэтому, если известно отношение $t/_{\text{в}}T$, где T — период генерируемой частоты, то, полагая $t_{\text{в}} = t_{\text{в. ном}}$, нетрудно определить предельную частоту $f = 1/T$, которая может быть получена для данного случая. Таким образом, удобно в качестве частотного критерия выбрать отношение

$$k_{\text{в}} = t_{\text{в}}/T\,. \tag{1-6}$$

В схемах с умножением частоты, как будет показано далее, время выключения определяется формулой

$$t_{\text{в}} = T - t_{\text{и}} + \left(n_{\text{ч}} - 2\right)\frac{T}{2} + t'_{\text{в}}, \tag{1-7}$$

где T — период генерируемой частоты; $t_{\text{н}}$ — длительность импульса тока через тиристор; $n_{\text{ч}} = f/F$ — коэффициент умножеиия частоты, равный отношению генерируемой частоты f к частоте следования импульсов тока через тиристор F; $t'_{\text{в}}$ — добавка к времени выключения, зависящая от обратного напряжения на тиристоре.

Абсолютное значение $t'_{\text{в}}$, как правило, существенно меньше $T/2$ и уменьшается при уменьшении обратного напряжения на тиристоре (в частности, $t'_{\text{в}} = 0$ при нулевом обратном напряжении). Даже при малых коэффициентах умножения частоты $n_{\text{ч}}$ добавка $t'_{\text{в}}$ составляет малую часть всего значения $t_{\text{в}}$ (не более 10—15 %), причем с ростом $n_{\text{ч}}$ процентное соотношение между $t_{\text{в}}$ и $t'_{\text{в}}$ уменьшается. Поэтому величиной $t'_{\text{в}}$ в (1-7) можно пренебречь, и тогда получим

$$t_{\text{в}} = T - t_{\text{н}} + (n_{\text{ч}} - 2)\frac{T}{2} = \frac{n_{\text{ч}}T}{2} - t_{\text{и}}\,. \tag{1-8}$$

Выражение для частотного критерия у схем с умножением частоты имеет вид

$$k_{\text{в}} = t_{\text{в}}/T = n_{\text{ч}}/2 - t_{\text{н}}/T\,.$$

Для исчерпывающей характеристики режима работы устройства кроме $k_{\text{в}}$ необходимо знать схемное время выключения в течение переходного процесса при включении устройства. Оно может быть меньше времени $t_{\text{в}}$ для установившегося режима и вызвать нарушение устойчивости работы схемы. Обычно при анализе устройств в рассмотрение вводят величину $t_{\text{в min}}/t_{\text{в}}$, где $t_{\text{в min}}$ — минимальное время выключения с учетом переходного процесса. Тогда произведение $k_{\text{в}}\dfrac{t_{\text{в min}}}{t_{\text{в}}} = \dfrac{t_{\text{в min}}}{T}$ позволяет определить частоту $f = 1/T$, которая может быть получена, если приравнять $t_{\text{в min}}$ величине $t_{\text{в. ном}}$.

На первый взгляд может показаться, что знания $t_{в\,min}$ достаточно для полной характеристики режима работы устройства, однако это не так. Поскольку токи тиристоров во время переходного процесса могут быть меньше, чем при установившемся режиме, то и реальное время выключения тиристоров оказывается меньше $t_{в.\,ном}$. В этом случае, даже если $t_{в\,min} < t_{в.\,ном}$, устойчивость работы устройства может не нарушиться. Тогда необходимо знать $t_в$ в установившемся режиме и положить его равным $t_{в.\,ном}$.

3. КПД тиристорных устройств в значительной степени определяется потерями в тиристорах.

Эти потери состоят из четырех основных составляющих: 1) потерь на участке нарастания, длительность которого определяется либо нарастанием тока через тиристор при включении от 0,1 до 0,9 его максимального значения, либо спаданием напряжения от 0,9 до 0,1 его максимального значения; 2) потерь на участке установления, связанных с конечной скоростью распространения включенного состояния по площади полупроводниковой структуры; 3) потерь на участке протекания прямого тока через полностью включенный тиристор; 4) потерь на участке выключения. В настоящее время получены выражения для всех указанных составляющих. Из них следует, что суммарное значение потерь возрастает с увеличением частоты следования импульсов тока через тиристор (что соответствует увеличению генерируемой частоты) и при приближении их формы к прямоугольной. Это возрастание происходит за счет роста первой и четвертой составляющих потерь.

Вычисление потерь в каждом конкретном случае для сравнения различных схем и режимов их работы нецелесообразно по двум причинам. Во-первых, вычисление потерь для каждого конкретного случая, учитывающего различие в форме импульса тока, весьма трудоемкий процесс. Во-вторых, у большинства схем тиристорных устройств форма импульса тока тиристоров близка либо к синусоидальной, либо к прямоугольной (трапецеидальной). Поэтому можно вычислить потери для двух указанных форм тока в зависимости от длительности импульсов, частоты их следования, максимальных значений тока и напряжения тиристоров. Полученные зависимости позволяют определить потери и, следовательно, КПД для любого частного случая. В справочных материалах для тиристоров, предназначенных для работы в звуковом или ультразвуковом диапазоне частот, такие зависимости обычно приводятся.

4. В ряде случаев выходная частота и устойчивость работы схемы тиристорного устройства определяются скоростью нарастания прямого тока через тиристоры $S_i = di_а/dt$ или скоростью нарастания прямого напряжения после выключения $S_u = dU_а/dt$.

Если значение S_i превосходит допустимое, то в связи с ограниченной скоростью распространения проводящей плазмы по площади структуры в начальный момент включения на участках вблизи управляющего электрода возникает большая плотность тока. Мгновенные потери мощности на таких участках могут достигать большого значения, что вызывает перегрев участков и необратимые изменения в кремниевой структуре. Последнее может привести к выходу тиристора из строя.

Если значение S_u превосходит допустимое, то емкостный ток, возникающий из-за наличия значительной емкости центрального p-n-перехода, может

отпереть тиристор, т. е. выполнить функцию тока управления. Это происходит в момент нарастания прямого напряжения и обычно приводит к нарушению устойчивой работы схемы.

Превышение скорости нарастания тока тиристоров выше допустимой наиболее вероятно в схемах, у которых форма тока близка к прямоугольной (параллельные инверторы с большой индуктивностью или параллельные инверторы с обратными диодами и квазипрямоугольной формой выходного напряжения), а превышение скорости нарастания напряжения — в схемах с резким нарастанием прямого напряжения на тиристоре после его выключения (схемы генераторов с обратными диодами). Иногда требуются специальные меры по уменьшению указанных величин. Учитывая вышесказанное, при анализе различных схем тиристорных устройств необходимо определить величины S_i и S_u.

Ниже рассматривается вторая группа критериев оценки тиристорных устройств.

5. Выбор схемы устройства или режима его работы в некоторых случаях определяется влиянием нагрузки на основные характеристики устройства. К ним в первую очередь следует отнести максимальные токи $I_{\text{а}\,m}$ и напряжения $U_{\text{а}\,m}$ тиристоров, связанные с ними крутизны S_i и S_u, а также колебательную мощность в нагрузке $P_{\sim}$. Чем меньше изменяются перечисленные выше характеристики, тем устойчивее работает схема при переменной нагрузке. Для количественной оценки влияния нагрузки желательно иметь зависимости $I_{\text{а}\,m}$, $U_{\text{а}\,m}$, S_i, S_u, тока источника питания I_0 от сопротивления нагрузки. Изменение тока I_0 пропорционально изменению мощности, потребляемой от источника питания, P_0. Поскольку КПД η тиристорного генераторного устройства обычно высок (не менее 80—85 % даже на повышенных частотах), то можно с некоторым приближением, положив $\eta = 100$ %, считать $P_{\sim}$ равным P_0 и соответственно I_0 пропорциональным $P_{\sim}$.

6. Наиболее простым способом изменения выходной частоты устройства является изменение частоты управляющих импульсов тиристоров, в то время как параметры элементов схемы остаются постоянными. При этом изменяются режим работы устройства и, в частности, как и в предыдущем случае, основные его характеристики $I_{\text{а}\,m}$, $U_{\text{а}\,m}$, S_i, S_u, $P_{\sim}$. Эти изменения могут служить критериями работы схемы. Количественно они могут быть учтены по аналогии с изложенным в предыдущем пункте с помощью зависимостей указанных характеристик от частоты.

7. В большинстве случаев практического применения тиристорных устройств требования к содержанию высших гармонических в выходном напряжении не являются жесткими, т. е. коэффициент гармоник $k_{\text{г}}$ выходного напряжения может быть достаточно высок (иногда вплоть до 15—20 % и более). Это относится в первую очередь к тиристорным генераторным устройствам для различного промышленного применения (нагрев, закалка, электропривод и т. д.).

Однако поскольку колебательные системы тиристорных устройств стремятся сделать по возможности с низкой добротностью для улучшения использования тиристоров по мощности (в последующих главах это будет детально обосновано), то коэффициент $k_г$ для некоторых схем может оказаться весьма значительным и превзойти допустимое значение даже для сравнительно нежестких требований, указанных выше. Поэтому для ряда схем коэффициент $k_г$ может служить критерием выбора самого типа схемы и режима ее работы и должен быть учтен при анализе.

В заключение первой главы целесообразно привести основные параметры тиристора; основные величины, характеризующие режим работы тиристорных устройств; условия, при которых в последующих главах производится анализ тиристорных устройств, а также наиболее часто встречающиеся параметры и величины, характеризующие режимы работы основных схем тиристорных устройств.

Основные параметры тиристора:

1. Номинальный (средний) ток $I_{ном}$.
2. Номинальное (повторяющееся) напряжение $U_{ном}$.
3. Допустимое напряжение $U_{а.\,д}$ (равно номинальному).
4. Максимальный допустимый ток $I_{am\,д}$.
5. Прямое падение напряжения $\Delta U_{кл}$.
6. Номинальное время выключения $t_{в.\,ном}$.
7. Номинальное время включения $t_{вкл.\,ном}$.
8. Допустимая скорость нарастания прямого тока $S_{iд}$.
9. Допустимая скорость нарастания напряжения на аноде $S_{uд}$.
10. Отпирающий ток управляющего электрода $I_у$.
11. Отпирающее напряжение на управляющем электроде $U_у$.

Основные величины, характеризующие режим работ тиристорного устройства:

1. Коэффициент использования тиристора по мощности $k_м$.
2. Схемное время выключения $t_в$ и критерий по частоте $k_в$.
3. Отношение $t_{в\,min}/t_в$, характеризующее уменьшение схемного времени выключения во время переходного процесса при включении тиристорного устройства.
4. Коэффициент полезного действия тиристорного устройства η.
5. Скорость нарастания прямого тока через тиристор S_i.
6. Скорость нарастания напряжения на аноде тиристора S_u.
7. Зависимости, характеризующие влияние изменения нагрузки и частоты на режим работы тиристорного устройства.
8. Коэффициент гармоник выходного напряжения $k_г$.

Основные условия, при которых производится анализ тиристорных устройств:

1. Основные элементы схем (конденсаторы, катушки индуктивности — дроссели и трансформаторы) не имеют потерь.
2. Тиристоры и диоды не имеют потерь. Это условие совместно с предыдущим позволяет при расчетах с достаточной степенью точности считать КПД тиристорных устройств равным 100 %.
3. Тиристоры и диоды, кроме специально оговоренных случаев, представляют собой идеальные ключи, т. е. включение их и прекращение тока через них происходят безынерционно.
4. Внутреннее сопротивление источников питания равно нулю.

Параметры, характеризующие режим работы схемы устройства:

1. Добротность коммутирующего контура — параллельного $Q = \sqrt{R_н^2 C/L}$, последовательного $Q = \sqrt{L/(Cr_н^2)}$.

2. Отношения частот контура нагрузки или коммутирующего контура и генерируемой выходной частоты (частоты напряжения на нагрузке): $\beta = \omega_{к}/\omega$; $\Theta = \omega_{р}/\omega$.

3. Соотношение индуктивностей разрядного (коммутирующего) и нагрузочного контуров $\gamma = L_{р}/L_{к}$.

4. Соотношение емкостей коммутирующего и нагрузочного контуров либо емкостей конденсаторов коммутирующего контура, включенных последовательно и параллельно нагрузке, $\varepsilon = C_{к}/C_{р}$.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ОДНОТАКТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

2-1. Однотактные генераторы, работающие в режиме затухающих колебаний

Генератор на одном тиристоре. Схема генератора. Простейшая схема генератора затухающих колебаний высокой частоты представлена на рис. 2-1 [6, 50]. Она позволяет получать в контуре нагрузки $L_{к}$, $C_{к}$, $R_{н}$ последовательность радиоимпульсов с экспоненциальной либо более сложной формой огибающей. (Более сложная форма огибающей радиоимпульса обеспечивается надлежащим выбором системы контуров, используемых в качестве нагрузки.)

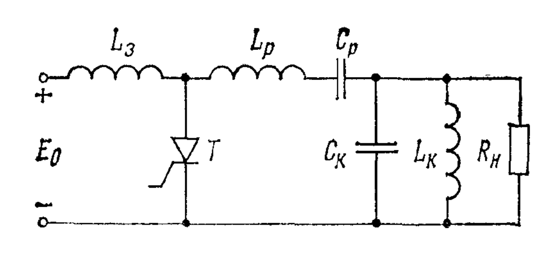


Рис. 2-1. Схема однотактного генератора затухающих колебаний

Генератор (рис. 2-1) работает следующим образом. Конденсатор $C_{р}$ через зарядную катушку индуктивности $L_{з}$ заряжается от источника питания E_0 до некоторого напряжения $U_{C_{р}1}$. При отпирании тиристора T управляющим импульсом $u_{у}$ (рис. 2-2) конденсатор $C_{р}$ разряжается через катушку индуктивности $L_{р}$, тиристор и контур нагрузки $L_{к}$, $C_{к}$, $R_{н}$. Ток разряда $i_{р}$ возбуждает колебания в контуре $L_{к}$, $C_{к}$, $R_{н}$ и прекращается, достигнув значения тока удержания тиристора. Конденсатор $C_{р}$ после прекращения тока оказывается перезаряженным до напряжения обратной полярности $U_{C_{р}2}$. В результате к тиристору с момента окончания разрядного процесса будут приложены обратное напряжение конденсатора $C_{р}$ и синусоидальное напряжение на контуре $L_{к}$, $C_{к}$, $R_{н}$. Соотношения параметров реактивных элементов схемы $L_{р}/L_{к}$, $C_{р}/C_{к}$ следует выбирать с таким расчетом, чтобы амплитуда U_m колебательного напряжения на контуре была меньше абсолютного значения напряжения $|-U_{C_{р}2}|$. В этом случае суммарное напряжение $u_{а}$, приложенное к аноду тиристора после окончания проте-

кания тока через него, в течение достаточно длительного промежутка времени остается отрицательным (рис. 2-2), чем обеспечивается выключение тиристора независимо от генерируемой частоты. С момента выключения тиристора в контуре $L_к$, $C_к$, $R_н$ происходят затухающие колебания.

Теоретический анализ и расчет генератора на одном тиристоре. При анализе работы генератора с учетом сопротивления нагрузки $R_н$ в процессе решения дифференциальных уравнений, описывающих работу схемы, получаются алгебраические уравнения четвер-

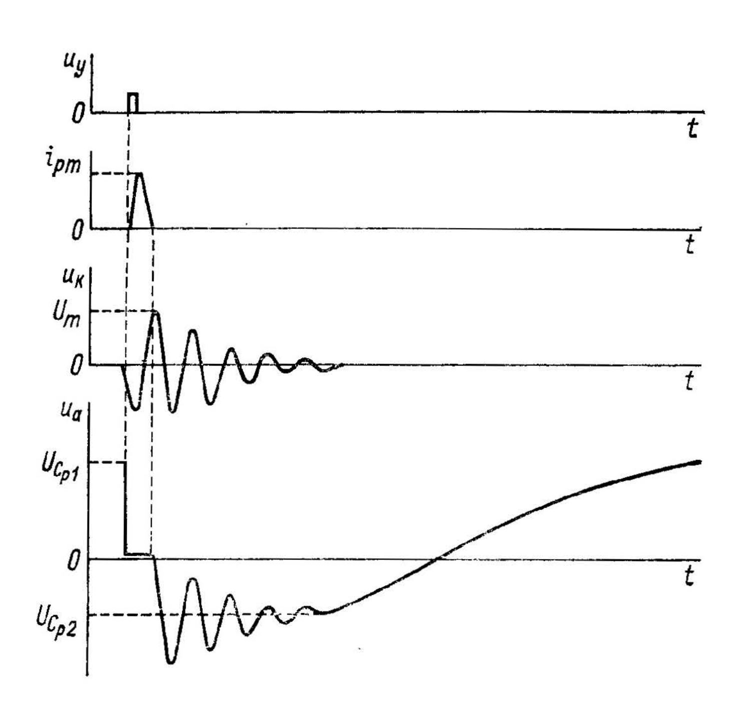


Рис. 2-2. Диаграммы токов и напряжений для однотактного генератора затухающих колебаний

той степени общего вида, аналитическое решение которых громоздко. Поэтому при достаточно добротном контуре нагрузки решение задачи с необходимой для практического использования степенью точности можно получить, пренебрегая сопротивлением $R_н$. Уравнения четвертой степени становятся при этом биквадратными.

В результате решения дифференциальных уравнений, описывающих работу схемы, преобразованное по Лапласу выражение для тока через тиристор $i_а$ имеет вид

$$L\,[i_а(t)] = \frac{U_{C_{p1}}}{p\,\dfrac{pC_к + 1/(pL_к)}{1 + [pL_р + 1/(pC_р)]\,[pC_к + 1/(pL_к)]}}. \qquad (2\text{-}1)$$

Вводя обозначения $\omega_к = 1/\sqrt{L_к C_к}$; $n_1 = L_р/L_к$; $m_1 = C_р/C_к$, получим

$$L[i_а(t)] = -\frac{U_{c_р 1}\left(p^2+\omega_к^2\right)}{n_1 L_к\left\{p^4+p^2\left[\omega_к^2+1/\left(L_р C_р\right)+\omega_к^2/n_1\right]+\omega_к^2/\left(L_р C_р\right)\right\}}. \tag{2-2}$$

Трехчлен знаменателя выражения (2-2), заключенный в фигурные скобки, представим в виде $\left(p^2+\alpha_1^2\omega_к^2\right)\left(p^2+\beta_1^2\omega_к^2\right)$, где

$$\alpha_1^2 = \frac{1}{2}\left(1+\frac{1}{n_1}+\frac{1}{n_1 m_1}\right)+\sqrt{\frac{1}{4}\left(1+\frac{1}{n_1}+\frac{1}{m_1 n_1}\right)^2-\frac{1}{m_1 n_1}}; \tag{2-3}$$

$$\beta_1^2 = \frac{1}{2}\left(1+\frac{1}{n_1}+\frac{1}{m_1 n_1}\right)-\sqrt{\frac{1}{4}\left(1+\frac{1}{n_1}+\frac{1}{m_1 n_1}\right)^2-\frac{1}{m_1 n_1}}. \tag{2-4}$$

Тогда выражение (2-2) примет вид

$$L[i_а(t)] = -\frac{U_{C_р 1}\left(p^2+\omega_к^2\right)}{n_1 L_к\left(p^2+\alpha_1^2\omega_к^2\right)\left(p^2+\beta_1^2\omega_к^2\right)}. \tag{2-5}$$

Преобразованное по Лапласу напряжение $u_к$ на контуре $L_к$, $C_к$ определяется выражением

$$L[u_к(t)] = \frac{i_а(p)}{pC_к+1/\left(pL_к\right)} = -\frac{U_{C_р 1}\omega_к^2 p}{n_1\left(p^2+\alpha_1^2\omega_к^2\right)\left(p^2+\beta_1^2\omega_к^2\right)}. \tag{2-6}$$

Применяя обратное преобразование Лапласа к выражениям (2-5), (2-6) и вводя безразмерное время $\tau = \omega_к t$, находим

$$i_а(\tau) = -\sqrt{\frac{C_к}{L_к}}\frac{U_{C_р 1}}{n_1\left(\alpha_1^2-\beta_1^2\right)}\left(\frac{1-\beta_1^2}{\beta_1}\sin\beta_1\tau+\frac{\alpha_1^2-1}{\alpha_1}\sin\alpha_1\tau\right); \tag{2-7}$$

$$u_к(\tau) = -\frac{U_{C_р 1}}{n_1\left(\alpha_1^2-\beta_1^2\right)}\left(\cos\beta_1\tau-\cos\alpha_1\tau\right). \tag{2-8}$$

Из выражений (2-7) и (2-8) следует, что ток тиристора и напряжение на контуре $L_к$, $C_к$ в процессе разряда емкости $C_р$ имеют две составляющие с разными частотами.

В момент $\tau = \tau_1 = \omega_к t_1$ ток $i_а(\tau_1)$ принимает нулевое значение, тиристор выключается и разрядная цепь $L_р$, $C_р$ оказывается разомкнутой. Колебания с момента τ_1 происходят только в контуре $L_к$, $C_к$. Амплитуду напряжения для первого периода этих колебаний U_m нетрудно вычислить следующим образом. Энергия колебательного контура $W_к$ в любой момент времени складывается из

магнитной энергии индуктивности и электрической энергии емкости.

Для момента τ_1 можно записать

$$W_к = \frac{1}{2}\{L_к[i_к(\tau_1)]^2 + C_к[u_к(\tau_1)]^2\}. \quad (2\text{-}9)$$

С другой стороны, так как при анализе сопротивлением $R_н$ мы пренебрегли, энергия колебательного контура выражается через амплитуду напряжения на нем:

$$W_к = C_к U_m^2/2. \quad (2\text{-}10)$$

Из выражений (2-9) и (2-10) получаем

$$C_к U_m^2 = L_к[i_к(\tau_1)]^2 + C_к[u_к(\tau_1)]^2. \quad (2\text{-}11)$$

Используя (2-8), найдем контурный ток в момент выключения тиристора:

$$i_к(\tau_1) = -C_к \left.\frac{du_к(\tau)}{d\tau}\right|_{\tau=\tau_1} = \sqrt{\frac{C_к}{L_к}} \frac{U_{C_{р1}}}{n_1(\alpha_1^2 - \beta_1^2)} \times$$

$$\times (\beta_1 \sin \beta_1\tau_1 - \alpha_1 \sin \alpha_1\tau_1). \quad (2\text{-}12)$$

Учитывая выражения (2-8) и (2-12), из (2-11) окончательно получаем

$$U_m = \frac{U_{C_{р1}}}{n_1(\alpha_1^2 - \beta_1^2)} \sqrt{(\cos \beta_1\tau_1 - \cos \alpha_1\tau_1)^2 + (\beta_1 \sin \beta_1\tau_1 - \alpha_1 \sin \alpha_1\tau_1)^2}. \quad (2\text{-}13)$$

В зависимости от выбора соотношений параметров разрядной цепи $L_р$, $C_р$ и контура нагрузки $L_к$, $C_к$, можно получить различные режимы работы генератора. Наилучшим с практической точки зрения (в дальнейшем назовем его оптимальным) будем считать режим, отвечающий следующим требованиям.

Во-первых, амплитуда напряжения первого периода колебаний в конуре нагрузки U_m равна абсолютному значению напряжения $|U_{C_{р2}}|$ перезаряда емкости $C_р$, т. е.

$$\xi = U_m/|U_{C_{р2}}| = 1. \quad (2\text{-}14)$$

При условии $\xi > 1$ отдаваемая контуру нагрузки мощность возрастает. Однако такой режим неприемлем, поскольку возможны преждевременные отпирания тиристора в моменты максимумов напряжения на контуре, когда напряжение на аноде становится положительным, а тиристор еще не успевает выключиться. Режим при условии $\xi < 1$ энергетически невыгоден, так как амплитуда колебаний U_m напряжения $u_к$ и соответственно мощность в контуре нагрузки меньше, чем при $\xi = 1$.

Во-вторых, напряжение на разрядной индуктивности $L_р$ в момент окончания импульса тока через тиристор равно нулю:

$$L_р \frac{di_а}{dt}\Big|_{t=t_1} = 0. \quad (2\text{-}15)$$

При этих условиях напряжение на аноде тиристора после окончания импульса тока изменяется плавно, без скачков, вызывающих паразитные колебания в цепи $L_р$, $C_р$. Эти колебания недопустимы, поскольку приводят к дополнительным потерям, перенапряжениям на элементах этих цепей и аноде тиристора, а также к повышению вероятности преждевременного отпирания тиристора при появлении положительного напряжения на его аноде.

Используя выражения (2-7) для тока $i_а$, (2-13) для напряжения U_m и находя из (2-3) и (2-4)

$$m_1 = \frac{(\alpha_1^2 - 1)(1 - \beta_1^2)}{\alpha_1^2\beta_1^2}; \quad n_1 = \frac{1}{(\alpha_1^2 - 1)(1 - \beta_1^2)}, \quad (2\text{-}16;\ 2\text{-}17)$$

с помощью условий (2-14) и (2-15) получим два уравнения для определения величин α_1, β_1, τ_1, соответствующих оптимальному режиму работы генератора:

$$\frac{(\alpha_1^2 - 1)(1 - \beta_1^2)}{\alpha_1^2 - \beta_1^2} \sqrt{(\cos\beta_1\tau_1 - \cos\alpha_1\tau_1)^2 + (\beta_1 \sin\beta_1\tau_1 - \alpha_1 \sin\alpha_1\tau_1)^2} = 1; \quad (2\text{-}18)$$

$$(1 - \beta_1^2)\cos\beta_1\tau_1 - (\alpha_1^2 - 1)\sin\alpha_1\tau_1 = 0. \quad (2\text{-}19)$$

Третье уравнение можно получить, полагая ток $i_а$ равным нулю в момент t_1 окончания тока через тиристор:

$$\frac{1 - \beta_1^2}{\beta_1}\sin\beta_1\tau_1 + \frac{\alpha_1^2 - 1}{\alpha_1}\sin\alpha_1\tau_1 = 0. \quad (2\text{-}20)$$

Решая уравнения (2-18) — (2-20) и используя (2-16), (2-17), находим $m_1 = 9/16$, $n_1 = 25/9$, $\tau_1 = 284{,}5°$ для оптимального режима работы.

Приравнивая нулю производную от тока $i_а$, получаем уравнение для определения безразмерного времени $\tau_м$, при котором ток достигает максимального значения:

$$\frac{\sin\alpha_1\tau_м}{\cos\beta_1\tau_м} = \frac{1 - \beta_1^2}{\alpha_1^2 - 1}. \quad (2\text{-}21)$$

Для оптимального режима $\tau_м = \pi/2$.

Подставив значение $\tau_м$ в уравнение (2-7), находим максимальный ток через тиристор I_{am}. Для оптимального режима выражение

для I_{am} имеет следующий простой вид:

$$I_{am} = 0{,}37 U_{C_{p1}} C_к \omega_к. \qquad (2\text{-}22)$$

Если пренебречь потерями в индуктивности $L_з$, то усредненное за период следования импульсов тока через тиристор напряжение на ней должно быть равно нулю, откуда

$$E_0 = (U_{C_{p1}} + U_{C_{p2}})/2. \qquad (2\text{-}23)$$

Выражение (2-23) позволяет установить связь между величиной E_0 и напряжением на емкости $C_р$ при отпирании тиристора. Поскольку выражение для напряжения $u_{C_р}(\tau) = \frac{1}{C_р}\int i_а(\tau)\,d\tau$ на емкости $C_р$ при ее разряде в соответствии с (2-7) равно

$$u_{C_р}(\tau) = \frac{U_{C_{p1}}}{m_1 n_1 (\alpha_1^2 - \beta_1^2)} \left(\frac{1-\beta_1^2}{\beta_1^2} \cos\beta_1\tau + \frac{\alpha_1^2 - 1}{\alpha_1^2} \cos\alpha_1\tau \right), \qquad (2\text{-}24)$$

то, подставив в него соответствующие значения величин α_1, β_1, m_1, n_1 и $\tau = \tau_1$, для оптимального режима найдем

$$U_{C_{p2}} = -0{,}6 U_{C_{p1}}.$$

Теперь из (2-24) видим, что

$$E_0 = (U_{C_{p1}} - 0{,}6 U_{C_{p1}})/2 = 0{,}2 U_{C_{p1}}. \qquad (2\text{-}25)$$

Ранее указывалось, что после окончания протекания тока через тиристор к его аноду прикладывается отрицательное напряжение емкости $C_р$ и колебательное напряжение на контуре нагрузки $u_к$. Если предположить, что напряжение $u_к$ затухает достаточно быстро, то схемное время выключения $t_в$ определяется только напряжением на емкости $C_р$. В течение времени заряда емкости $C_р$ напряжение на ней изменяется по закону

$$u_{C_р}(t) = E_0 + \frac{U_{C_{p1}} + U_{C_{p2}}}{2} \cos(\Omega_з t + \pi), \qquad (2\text{-}26)$$

где $\Omega_з = 1/\sqrt{L_з C_р}$ — собственная частота контура $L_з$, $C_р$ (индуктивностями $L_р$ и $L_к$ пренебрегаем, поскольку они много меньше величины $L_з$).

Приравняв напряжение $u_{C_р}(t)$ нулю, находим

$$t_в = \frac{1}{\Omega_з} \arccos \frac{2E_0}{U_{C_{p1}} + U_{C_{p2}}}. \qquad (2\text{-}27)$$

Для оптимального режима $\Omega_з t_в = 75{,}5° \approx 0{,}42\ \pi$.

Расчет генератора на максимальную мощность по заданным характеристикам тиристоров, приведенным в конце первой главы, при заданной частоте колебаний в нагрузке $f = 1/T$ удобно производить в следующем порядке:

1. Полагая $U_{а. д}$ равным максимальному напряжению на аноде тиристора $U_{а\,m}$, которое, в свою очередь, равно $U_{C_{р1}}$, а также $I_{am\,д} = I_{а\,m}$ и зная, что генерируемая частота f равна частоте собственных колебаний контура нагрузки $f_к$, из выражения (2-22) находим емкость $C_к$.

2. Определяем величину $L_к$. Так как $f_к = f$, то $L_к = 1/(\omega_к^2 C_к)$.

3. По известным отношениям $C_р/C_к = m_1$, $L_р/L_к = n_1$ находим соответственно $C_р$ и $L_р$.

4. Выражение (2-25) позволяет определить напряжение источника питания E_0.

5. Полагая $t_в = t_{в.\,ном}$, находим $\Omega_з = 0{,}42\ \pi/t_{в.\,ном}$ и затем $L_з = 1/(\Omega_з^2 C_р)$.

В ряде случаев оказывается, что период следования импульсов тока через тиристор больше периода собственной частоты цепи заряда $\Omega_з$. При этом для предотвращения обратного разряда емкости $C_р$ на источник питания последовательно с индуктивностью $L_з$ включается диод.

В схеме рис. 2-1 генерируемая частота практически не ограничивается номинальным временем выключения тиристоров $t_{в.\,ном}$. Однако недостатком схемы является увеличение с ростом частоты f потерь в тиристоре, связанных с инерционностью процессов его включения. Это объясняется следующим. С одной стороны, ток через тиристор, длительность которого определяется собственной частотой контура нагрузки $L_к$, $C_к$ и соотношением параметров разрядного контура и контура нагрузки, с увеличением генерируемой частоты нарастает все более круто. С другой стороны, время, в течение которого напряжение на тиристоре падает до сравнительно малых значений, от частоты не зависит и остается неизменным. Мощность потерь при включении, определяемая произведением тока и напряжения тиристора, в результате этого увеличивается. В конечном счете это ведет к уменьшению КПД, мощности, получаемой от одного тиристора, и использование рассматриваемых схем на частотах свыше 100—150 кГц (для лучших типов современных тиристоров) неэффективно.

Магнитно-тиристорный генератор. Схема генератора. Значительное увеличение генерируемых частот (вплоть до единиц мегагерц) может быть получено при использовании схем магнитного сжатия [25], позволяющих с помощью магнитных ключевых элементов укорачивать импульсы тока после прохождения через тиристор и нашедших широкое применение при формировании мощных импульсов.

На рис. 2-3 приведена двухзвенная схема магнитно-тиристорного генератора с тиристором в первом звене сжатия [35], использующая схему генератора импульсов тока, описанную в работе [25]. Генератор питается от источника постоянного напряжения E_0. Катушка индуктивности L_3 и тиристор $T1$ — элементы цепи заряда конденсатора C_2. Тиристор $T2$, катушка индуктивности L_2,

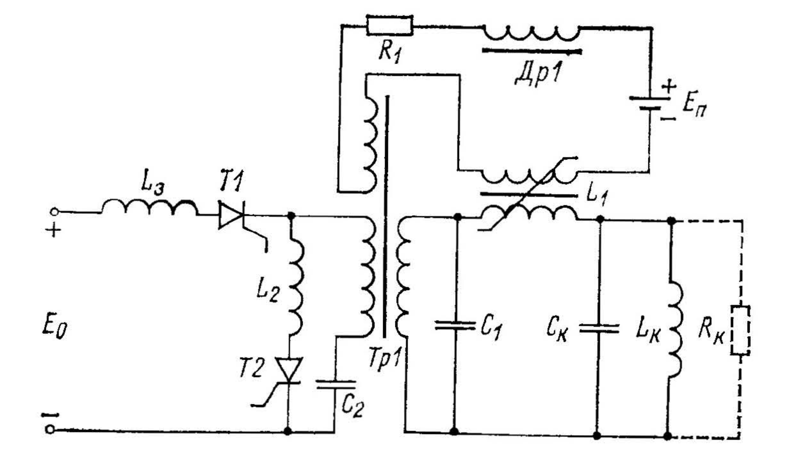


Рис. 2-3. Схема магнитно-тиристорного генератора затухающих колебаний

Рис. 2-4. Диаграммы токов и напряжений для магнитно-тиристорного генератора затухающих колебаний

трансформатор $Тр1$ и конденсатор C_2 образуют первое звено сжатия. Конденсатор C_1 и катушка индуктивности L_1 составляют второе звено сжатия. Материалы сердечников катушки индуктивности L_2 и трансформатора $Тр1$ желательно иметь с прямоугольной петлей гистерезиса. Цепь подмагничивания элементов $Тр1$ и L_1 содержит источник питания $E_п$, резистор R_1 и сглаживающий дроссель $Др1$. Диаграммы токов, напряжений и магнитной индукции в сердечнике катушки индуктивности L_1, поясняющие работу схемы, приведены на рис. 2-4.

Теоретический анализ и расчет магнитно-тиристорного генератора. При анализе электрических процессов в схеме основную кривую намагничивания сердечника катушки индуктивности L_1 и трансформатора $Тр1$ аппроксимируем прямоугольной ломаной линией [25].

Рассмотрение процессов в схеме начнем с момента t_0 поступления управляющего импульса $u_{у1}$ на тиристор $T1$. При этом начинается заряд емкости C_2 от источника питания E_0 через обмотку насыщенного к этому моменту трансформатора $Тр1$. Напряжение u_{C2} на емкости C_2 показано на рис. 2-4 и определяется формулой

$$u_{C2}(t) = E_0 + \left(U'_{C2} - E_0\right)\cos\omega_з t, \tag{2-28}$$

где $\omega_з = 1/\sqrt{L_3 C_2}$; U'_{C2} — начальное напряжение на емкости C_2, которое будет определено ниже. Через время $t = \pi/\omega_з$ напряжение u_{C2} достигает максимального значения $U''_{C2} = 2E_0 - U'_{C2}$.

В момент t_1 включается тиристор $T2$ и начинается передача энергии из первого звена во второе. Влиянием второго звена сжатия можно пренебречь, так как индуктивность L_1 при принятой аппроксимации кривой намагничивания в этот период работы равна бесконечности, т. е. индуктивность L_1 как бы размыкает электрическую цепь, выполняя функции ключа. Если емкости связаны соотношением $C_1 = n^2 C_2$, где n — коэффициент трансформации трансформатора $Тр1$, то согласно работе [21] напряжения u_{C1} и u_{C2} на емкостях C_1 и C_2 определяются выражениями:

$$u_{C1}(\tau) = U''_{C2}\left(1 - \cos\frac{\tau}{x_2}\right); \quad u_{C2}(\tau) = \frac{U''_{C2}}{2}\left(1 + \cos\frac{\tau}{x_2}\right), \tag{2-29}$$

где $\tau = \omega_к t$; $\omega_к = 1/\sqrt{L_к C_к}$; $\omega_2 = \sqrt{2/L_2 C_2}$; $x_2 = \omega_к/\omega_2$ — коэффициент сжатия магнитного звена.

Ток $i_{а2}$ тиристора $T2$ показан на рис. 2-4.

Одновременно с зарядом емкости C_1 будет изменяться индукция B_{L1} (рис. 2-4) в сердечнике индуктивности L_1:

$$B = -B_s + \frac{1}{NS_c}\int_0^t u_{C1}dt = -B_s + \frac{U''_{C2}}{2nNS_c\omega_к}\left(\tau - x_2\sin\frac{\tau}{x_2}\right), \tag{2-30}$$

где N — число витков индуктивности L_1; S_c — площадь поперечного сечения ее сердечника.

В момент t_2 (рис. 2-4) индукция достигнет своего максимального значения, и начинается перезаряд емкости C_1 через контур $L_к$, $C_к$.

Момент τ_1 выключения ключа L_1 можно найти из решения трансцендентного уравнения

$$\Delta B\big|_{\tau=\tau_1} = 0$$

(угловое время τ отсчитывается от момента $t = t_2$ включения ключа L_1).

Из приведенных выше соображений, как и для рассмотренного в этом параграфе тиристорного генератора, следует выбрать оптимальный режим работы, для которого величины m_1, n_1, U''_{C1}/U'_{C1}, τ_1 указаны выше.

После насыщения сердечника индуктивности L_1 (точка t_3 на рис. 2-4) начинается разряд емкости C_1 через обмотку трансформатора $Tp1$, индуктивность L_2 и не успевший выключиться тиристор $T2$. К моменту t_4 емкость C_1 разряжается до нуля, тиристор $T2$ выключается, напряжение на емкости C_2 достигает значения U'_{C2}, а магнитная индукция в сердечниках трансформатора $Tp1$ и индуктивности L_1 принимает значение $-B_s$, т. е. схема возвращается в исходное состояние.

Если не учитывать потери в трансформаторе $Tp1$, что допустимо для решаемой задачи, коэффициенты перезаряда емкостей C_1 и C_2 равны, т. е. имеет место условие

$$U'_{C2} / U''_{C2} = U''_{C1} / U'_{C1} = g. \qquad (2\text{-}31)$$

Теперь можно выразить напряжение U''_{C2} через величины E_0 и g. Подставив выражения (2-31) в (2-28), получим

$$U''_{C2} = \frac{2E_0}{1+g}. \qquad (2\text{-}32)$$

Проведенный анализ позволяет получить выражения для максимальных прямых U_{am} и обратных U_{0m} напряжений на тиристорах $T1$ и $T2$ и максимальных I_{am} токов этих тиристоров, необходимые для выбора типов тиристоров:

$$U_{am1} = E_0 - gU''_{C2}; \qquad U_{0m1} = U''_{C2} - E_0; \qquad I_{am1} = \frac{U_{am1}}{\sqrt{L_3/C_2}};$$

$$U_{am2} = U''_{C2}; \qquad U_{0m2} = gU''_{C2}; \qquad I_{am2} = \frac{U''_{C2}}{\sqrt{2L_2/C_2}}.$$

Длительности токов через тиристоры $T1$ и $T2$:

$$t_{и1} = \pi\sqrt{L_3C_2}; \qquad t_{и2} = \pi\sqrt{L_2C_2/2}.$$

Расчет генератора на максимальную мощность по заданным характеристикам тиристоров, приведенным в конце первой главы, и генерируемой частоте $f = 1/T$ удобно производить следующим образом:

1. В рассматриваемом генераторе выходная частота равна собственной частоте контура нагрузки $L_к$, $C_к$. Волновое сопротивление этого контура $\rho_к$ определяется формой огибающей выходного напряжения. Например, при экспоненциальной форме величина $\rho_к$ определяется через допустимую скорость затухания колебаний в контуре нагрузки и сопротивление нагрузки $R_к$ (изображенное штриховыми линиями на рис. 2-3). Зная величины $\omega_к$ и $\rho_к$, нетрудно найти $L_к$ и $C_к$.

2. Далее выбираем длительность тока $t_{и2}$ через тиристор $T2$. В работах [25, 35] приводятся рекомендации по выбору коэффициента сжатия звена x_2. Зная величину $\omega_к$ и задаваясь приемлемым значением x_2, можно определить $t_{и2} = \pi x_2/\omega_к$.

Полагая допустимые максимальный ток $I_{amд}$ и анодное напряжение $U_{а.д}$ равными максимальным току I_{am2} и напряжению U_{am2} тиристора $T2$ для выбранного режима работы схемы (в данном случае оптимального), находим параметры первого звена сжатия:

$$C_2 = \frac{2t_{и2}}{\pi}\,\frac{I_{amд}}{U_{а.д}}; \qquad L_2 = \frac{t_{и2}}{\pi}\,\frac{U_{а.д}}{I_{amд}}.$$

3. Чтобы исключить влияние цепи заряда емкости C_2 на работу последующих звеньев, частоту цепи заряда ω_3 выбираем существенно меньше величины ω_2. Обычно $x_1 = \omega_2/\omega_3 = 5 \div 10$. Величина $L_3 = x_1^2/(\omega_2^2 C_2)$.

4. В качестве тиристора $T1$ можно взять тиристор того же типа, что и $T2$, так как они коммутируют одинаковую энергию.

5. Для получения оптимального режима необходимо выполнить условия: $L_1 = n_1 L_к$; $C_1 = m_1 C_к$.

6. Коэффициент трансформации трансформатора $Tp1$

$$n = \sqrt{C_1/C_2}.$$

7. Приняв условие $U''_{C2} = U_{am2}$, из (2-32) определяем напряжение источника питания:

$$E_0 = U_{a\,m\,2}(1+g)/2.$$

8. Напряжение на емкости C_1 в момент t_2 насыщения сердечника индуктивности L_1 равно

$$U'_{C1} = U_{a\,m}/n.$$

9. Зная индуктивность L_1 насыщенного дросселя и напряжение U''_{C2}, можно определить параметры дросселя [8,9].

10. Зная длительность импульса тока через индуктивность L_1, его форму (практически полусинусоида) и амплитуду $I_{L1m} = nI_{am2}$, находим действующий ток через индуктивность L_1.

11. Энергию, отдаваемую в нагрузку за один цикл работы генератора, можно определить из энергетического соотношения для емкости C_2:

$$W_н = C_2 U^2_{a\,m\,2}\left(1-g^2\right)/2.$$

12. Тогда мощность, потребляемую от источника питания, если пренебречь потерями в схеме, можно оценить по формуле

$$P_0 = W_н F,$$

где F — частота импульсов в нагрузке.

Расчет цепи подмагничивания подробно описан в работах [9, 25] и здесь не приводится.

Рассмотренная схема генератора позволяет уменьшить длительность импульсов тока, возбуждающих колебательный контур (или систему контуров), по сравнению с длительностью тока через тиристор в 4—6 раз. Дальнейшее сжатие приводит к уменьшению КПД. При необходимости возможно применение нескольких ячеек сжатия, включенных последовательно.

2-2. Простейший однотактный генератор, работающий в режиме незатухающих колебаний

Схема генератора. Для генерирования незатухающих колебаний частотой не более десяти килогерц может быть использована простейшая схема генератора [3, 34], приведенная на рис. 2-5. Она включает в себя тиристор T, катушку индуктивности $L_р$ и контур $L_к$, $C_к$, параллельно которому включено сопротивление нагрузки $R_н$.

При отпирании тиристора T управляющим импульсом $u_у$ (рис. 2-6) через тиристор по цепи $L_р$ — контур нагрузки $L_к$, $C_к$, $R_н$

течет ток $i_а$ и происходит заряд конденсатора $C_к$. Форма напряжения u_C на конденсаторе приведена на рис. 2-6. Ток заряда из-за резонансных свойств зарядной цепи носит колебательный характер. В момент t_1 ток тиристора $i_а$ (рис. 2-6) уменьшается до тока удержания тиристора и последний запирается. Напряжение на конденсаторе $C_к$, за вычетом напряжения источника питания E_0, с этого момента времени оказывается приложенным к тиристору. Для обеспечения условий выключения тиристора это напряжение должно превосходить по абсолютному значению напряжение E_0. В этом случае анодное напряжение тиристора $u_а$ в течение времени

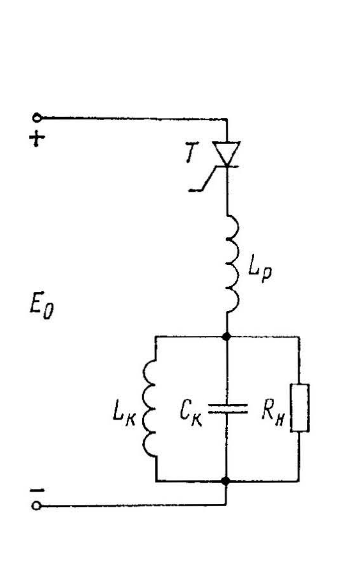


Рис. 2-5. Схема простейшего однотактного генератора незатухающих колебаний

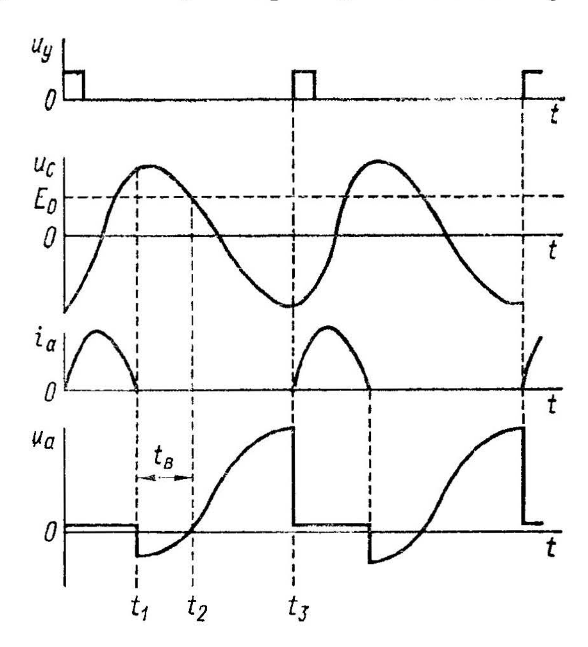


Рис. 2-6. Диаграммы токов и напряжений для однотактного генератора незатухающих колебаний

$t_2 - t_1 = t_в$ после окончания тока сохраняется отрицательным (рис. 2-6) и тиристор выключается. После окончания тока в контуре $L_к$, $C_к$, $R_н$ происходят свободные колебания до момента времени t_3, когда на тиристор подается следующий управляющий импульс, и все процессы в схеме повторяются. В результате, если частота управляющих импульсов не сильно отличается от частоты контура $L_к$, $C_к$, $R_н$, то в нем развиваются колебания с частотой, равной частоте управляющих импульсов.

Теоретический анализ и расчет. Для получения математических соотношений, описывающих процессы в схеме [34], рассмотрим два этапа ее работы: первый этап — когда тиристор T включен и в цепи, состоящей из тиристора, индуктивности $L_р$ и контура нагрузки, течет ток $i_а$; второй этап — когда тиристор выключен и в контуре нагрузки существуют свободные колебания.

Эквивалентные схемы для обоих этапов представлены на рис. 2-7. При составлении их были сделаны допущения, приведенные в конце

первой главы. Источник постоянного напряжения E_0 представлен источником постоянного тока, причем ток I_E и напряжение E_0 этих источников связаны следующим преобразованием Лапласа: $I_E = E_0/(p^2L_р)$. Начальное напряжение U_C на емкости $C_к$ заменено генератором тока с Лапласовым преобразованием $i_C = U_C C_к$. В результате Лапласовы преобразования для эквивалентных генераторов тока $i_{э1}$, $i_{э2}$ первого и второго этапов работы схемы с учетом начальных условий для индуктивности $L_к$ можно представить как

$$I_{э1}(p) = \frac{E_0}{p^2 L_р} - \frac{i_1}{p} + U_1 C_к; \qquad I_{э2}(p) = U_2 C_к - \frac{i_2}{p}, \tag{2-33; 2-34}$$

Рис. 2-7. Эквивалентные схемы однотактного генератора незатухающих колебаний

где i_1, i_2 — токи в индуктивности $L_к$ в моменты включения и выключения тиристора; U_1, U_2 — напряжения на емкости $C_к$ в моменты включения и выключения тиристора.

Для первого этапа работы генератора, используя преобразование Лапласа и соотношение $L = L_к L_р/(L_к + L_р)$, получим выражения для напряжения $u_{к1}$ на емкости $C_к$ и для тока через тиристор $i_а$:

$$u_{к1}(t) = \frac{E_0 L}{L_р} - e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{L}{L_р}E_0 + 2i_1R_н + U_1\right)\frac{\alpha}{\omega_0}\sin\omega_0 t + \right.$$
$$\left. + \left(\frac{L}{L_р}E_0 - U_1\right)\cos\omega_0 t\right]; \tag{2-35}$$

$$i_а(t) = \frac{L^2E_0}{L_р^2R_н} + \frac{L\left(\omega_0^2-\alpha^2\right)E_0t}{2\alpha L_рR_н} + \frac{Li_1}{L_р} - \frac{L}{L_р}e^{-\alpha t}\left\{\left[\frac{\left(\alpha^2-\omega_0^2\right)LE_0}{2\omega_0\alpha L_рR_н} + \right.\right.$$
$$\left.\left. + \frac{U_1\left(\alpha^2+\omega_0^2\right)}{2\omega_0\alpha R_н} + i_1\frac{\alpha}{\omega_0}\right]\sin\omega_0 t + \left(\frac{LE_0}{L_рR_н} + i_1\right)\cos\omega_0 t\right\}, \tag{2-36}$$

где $\alpha = 1/(2R_нC_к)$ — коэффициент затухания;

$\omega_0 = \sqrt{\dfrac{1}{C_нL} - \dfrac{1}{4R_н^2C_н^2}}$ — собственная частота контура L, $C_к$, $R_н$.

Ток через индуктивность $L_к$ с учетом уравнения (2-35) равен

$$i_{к1}(t)=\frac{1}{L_к}\int_0^t u_{к1}(t)\,dt+i_1=\frac{E_0L^2}{L_рL_кR_н}\left[\frac{(\alpha^2+\omega_0^2)\,t}{2\alpha}-1\right]-\frac{L}{L_к}i_1+$$
$$+e^{-\alpha t}\left\{\left[\frac{(\alpha^2-\omega_0^2)\,E_0C_к}{\omega_0L_р}+U_1\frac{(\alpha^2+\omega_0^2)\,C_к}{\omega_0}+i_1\frac{\alpha}{\omega_0}\right]\sin\omega_0t+\right.$$
$$\left.+\left(\frac{LE_0}{L_рR_н}+i_1\right)\cos\omega_0t\right\}. \qquad (2\text{-}37)$$

Для второго этапа работы генератора, используя преобразование Лапласа, получим выражение для напряжения $u_{к2}$ на емкости $C_к$:

$$u_{к2}(t)=e^{-\alpha t}\left[U_2\cos\omega_кt-\left(\frac{i_2}{\omega_кC_к}+\frac{\alpha U_2}{\omega_к}\right)\sin\omega_кt,\right. \qquad (2\text{-}38)$$

где $\omega_к=\sqrt{\frac{1}{L_кC_к}-\frac{1}{4R_н^2C_к^2}}$ — собственная частота контура $L_к$, $C_к$, $R_н$.

Используя выражение (2-38), нетрудно определить ток через индуктивность $L_к$ на этом этапе:

$$i_{к2}(t)=\frac{1}{L_к}\int_0^t u_{к2}(t)\,dt+i_2=e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{U_2}{\omega_кL_к}+\frac{\alpha i_2}{\omega_к}\right)\sin\omega_кt+i_2\cos\omega_кt\right]. \qquad (2\text{-}39)$$

В выражениях (2-35) — (2-39) начало отсчета времени для первого этапа совпадает с моментом включения тиристора, а для второго — с моментом окончания тока через него.

Длительность импульса тока через тиристор $t_и$ и время выключения $t_в$ могут быть определены из следующих условий:

$$i_а(t)|_{t=t_и}=0;\quad u_{к2}(t)_{t=t_в}-E_0=0. \qquad (2\text{-}40;\ 2\text{-}41)$$

Подставив в выражения (2-40) и (2-41) значения $i_а$ и $u_{к2}$ из (2-36) и (2-38), получим уравнения для нахождения времен $t_н$ и $t_в$:

$$\frac{L^2E_0}{L_р^2R_н}+\frac{L\,(\omega_0^2-\alpha^2)\,E_0t_и}{2\alpha L_рR_н}+\frac{Li_1}{L_р}-\frac{L}{L_р}e^{-\alpha t_и}\left\{\left[\frac{(\alpha^2-\omega_0^2)\,LE_0}{2\omega_0\alpha L_рR_н}+\right.\right.$$
$$\left.\left.+\frac{U_1(\alpha^2+\omega_0^2)}{2\alpha\omega_0R_н}+i_1\frac{\alpha}{\omega_0}\right]\sin\omega_0t_и+\left(\frac{LE_0}{L_рR_н}+i_1\right)\cos\omega_0t_и\right\}=0; \qquad (2\text{-}42)$$

$$e^{-\alpha t_в}\left[U_2\cos\omega_кt_в-\left(\frac{i_2}{\omega_кC_к}+\frac{U_2\alpha}{\omega_к}\right)\sin\omega_кt_в\right]-E_0=0. \qquad (2\text{-}43)$$

Для нахождения максимального I_{am} и среднего $I_{а0}$ токов через тиристор используется выражение (2-36), причем величина I_{am}

соответствует экстремуму функции тока $i_а(t)$, а $I_{а0}$ определяется выражением

$$I_{а0} = \frac{1}{T} \int\limits_0^{t_и} i_а(t)\, dt. \quad (2\text{-}44)$$

Максимальные значения напряжения U_{Cm} на емкости $C_к$ и U_{am} на тиристоре достигаются в момент $t_м$, соответствующий экстремуму функции $u_{к2}(t)$, при условии $t_м \leqslant T - t_и$. Если имеет место условие $t_м > T - t_и$, то величина U_{am} соответствует моменту включения тиристора $t_з$. С помощью выражения (2-38) находим для первого условия

$$U_{am} = u_{к2}(t_м) + E_0 = e^{-\alpha t_м}\left[U_2 \cos \omega_к t_м - \left(\frac{i_2}{\omega_к C_к} + \frac{U_2 \alpha}{\omega_к}\right) \sin \omega_к t_м\right] + E_0, \quad (2\text{-}45)$$

для второго

$$U_{am} = u_{к2}(t_з) + E_0 = e^{-\alpha t_з}\left[U_2 \cos \omega_к t_з - \left(\frac{i_2}{\omega_к C_к} + \frac{U_2 \alpha}{\omega_к}\right) \sin \omega_к t_з\right] + E_0. \quad (2\text{-}46)$$

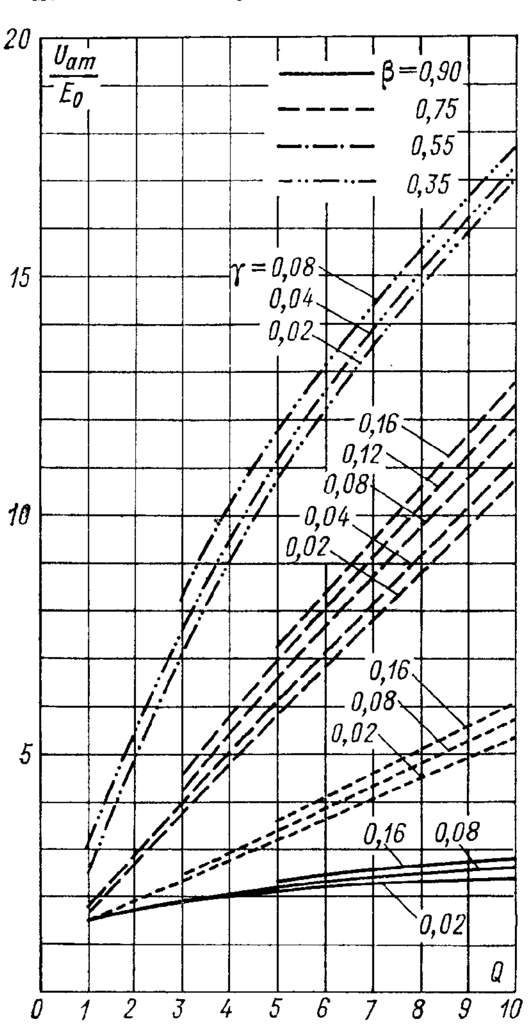


Рис. 2-8. Зависимости для максимального напряжения на аноде тиристора

Полученные выражения позволяют определить зависимости токов, напряжений и времени $t_и$ и $t_в$ от следующих параметров схемы: отношения индуктивностей $\gamma = L_р/L_к$, добротности контура нагрузки $Q = \sqrt{R_н^2 C_к / L_к}$ и отношения частот $\beta = \omega_к/\omega = T/T_к$. Напряжения и токи при вычислении нормировались соответственно относительно величин E_0 и $E_0/R_н$, а временны́е интервалы — относительно длительности периода генерируемой частоты $T = 2\pi/\omega$. Зависимости были получены как для установившегося режима работы, так и для переходного (период включения). Вычисления производились методом сшивания последовательно от периода к периоду, каждый из которых состоит из двух ранее рассмотренных этапов.

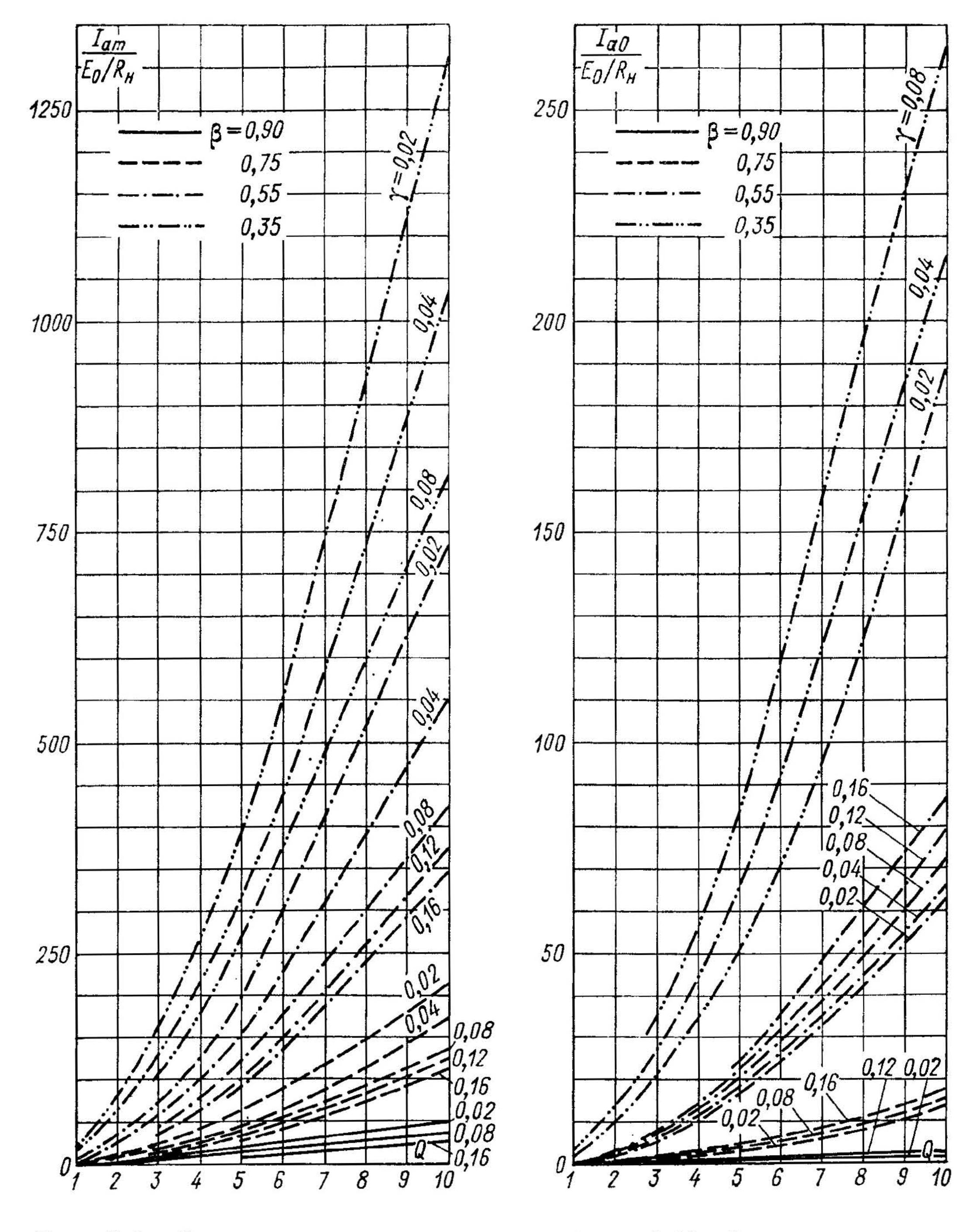


Рис. 2-9. Зависимости для максимального тока через тиристор

Рис. 2-10. Зависимости для среднего тока через тиристор

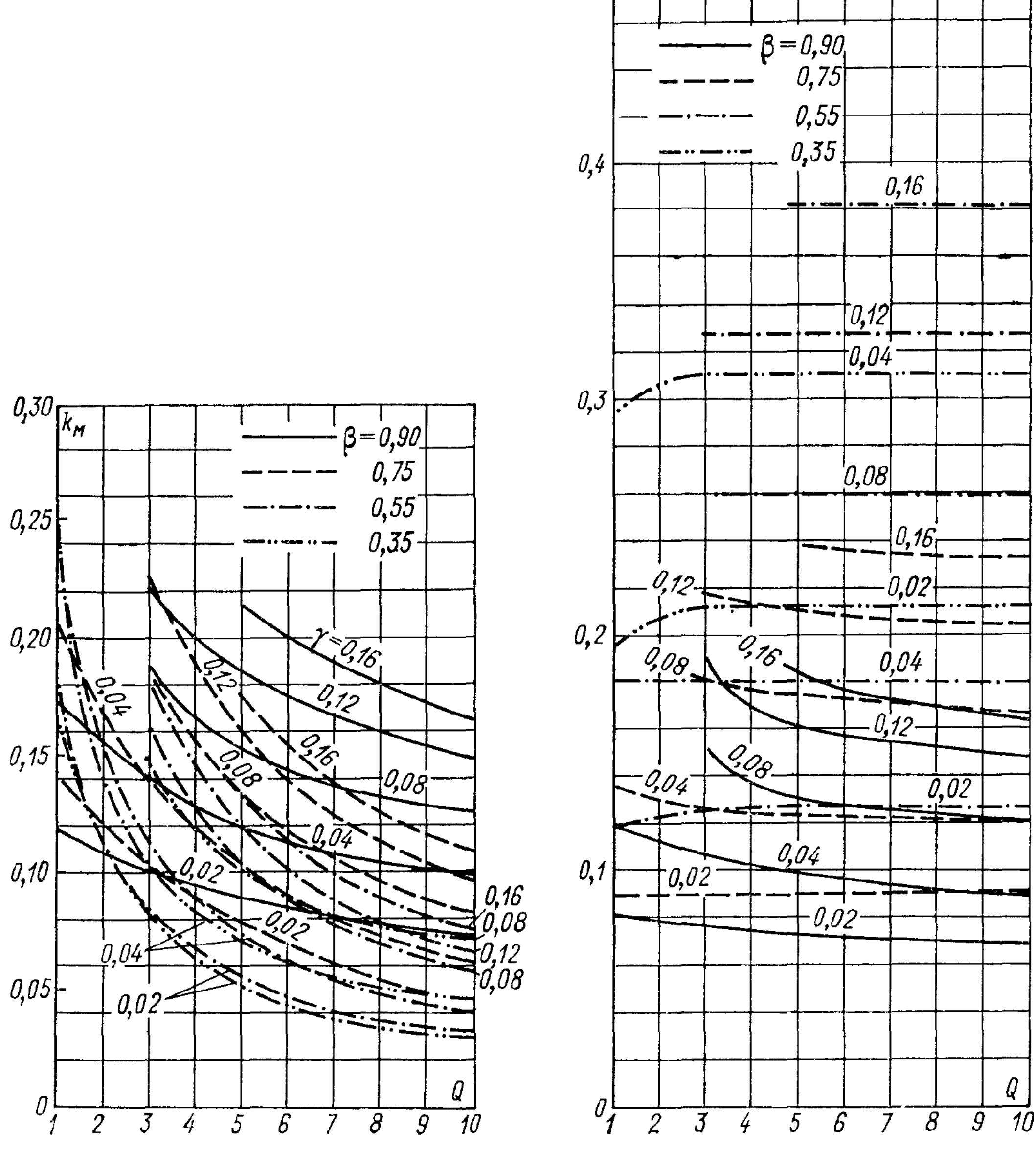


Рис. 2-11. Зависимости для коэффициента $k_м$

Рис. 2-12. Зависимости для длительности импульса тока через тиристор

Таблица 2-1

Вычисляемая величина	Q	β = 0,35 γ = 0,02	0,04	0,08	0,12	0,16	β = 0,55 γ = 0,02	0,04	0,08	0,12	0,16
U_{am}/E_0	1	2,54	3,02	—	—	—	1,70	1,85	—	—	—
	2	4,92	5,41	—	—	—	2,74	2,91	—	—	—
	3	7,17	7,57	8,38	—	—	3,78	4,00	4,29	4,62	—
	5	10,8	11,3	11,9	—	—	5,88	6,12	6,60	6,97	7,30
	10	17,2	17,5	17,9	—	—	10,8	11,2	11,9	12,4	12,8
$I_{am}/(E_0/R_н)$	1	18,5	14,6	—	—	—	9,35	7,14	—	—	—
	2	84,0	71,5	—	—	—	40,5	30,1	—	—	—
	3	235	165	135	—	—	79,7	62,0	47,5	37,1	—
	5	515	408	328	—	—	204	161	128	105	95,0
	10	1320	1040	825	—	—	746	558	427	379	303
$I_{a0}/(E_0/R_н)$	1	2,23	2,61	—	—	—	0,78	0,83	—	—	—
	2	11,0	14,6	—	—	—	2,93	3,43	—	—	—
	3	22,4	27,0	36,1	—	—	5,90	6,61	7,58	8,32	—
	5	51,0	65,1	83,6	—	—	16,6	18,1	20,2	22,0	24,2
	10	189	214	261	—	—	62,2	65,0	71,4	78,6	86,2
$k_м$	1	0,190	0,260	—	—	—	0,170	0,241	—	—	—
	2	0,113	0,140	—	—	—	0,113	0,154	—	—	—
	3	0,082	0,105	0,147	—	—	0,085	0,113	0,162	0,182	—
	5	0,052	0,071	0,102	—	—	0,055	0,074	0,103	0,120	0,133
	10	0,030	0,046	0,072	—	—	0,032	0,041	0,058	0,67	0,77
$t_и/T$	1	0,196	0,294	—	—	—	0,120	0,182	—	—	—
	2	0,209	0,308	—	—	—	0,124	0,182	—	—	—
	3	0,214	0,313	0,484	—	—	0,127	0,182	0,262	0,330	—
	5	0,214	0,313	0,484	—	—	0,128	0,182	0,262	0,330	0,385
	10	0,214	0,313	0,484	—	—	0,128	0,182	0,262	0,330	0,385
$k_в$	1	0,175	0,145	—	—	—	0,108	0,086	—	—	—
	2	0,277	0,222	—	—	—	0,228	0,200	—	—	—
	3	0,315	0,266	0,190	—	—	0,295	0,272	0,238	0,209	—
	5	0,342	0,295	0,215	—	—	0,346	0,321	0,287	0,252	0,236
	10	0,375	0,320	0,240	—	—	0,389	0,365	0,320	0,281	0,266
$t_{в\,min}/t_в$	1	0,762	0,634	—	—	—	0,770	0,673	—	—	—
	2	0,767	0,700	—	—	—	0,624	0,556	—	—	—
	3	0,755	0,710	0,536	—	—	0,589	0,540	0,427	0,227	—
	5	0,732	0,680	0,556	—	—	0,573	0,538	0,443	0,351	0,146
	10	0,706	0,685	0,540	—	—	0,555	0,518	0,461	0,430	0,258
k'	1	6	7	—	—	—	4	4	—	—	—
	2	9	10	—	—	—	6	7	—	—	—
	3	12	13	15	—	—	8	8	8	9	—
	5	16	17	19	—	—	10	10	11	12	12
	10	20	22	24	—	—	14	15	15	16	17

Вычисляемая величина	Q	β = 0,75 γ = 0,02	0,04	0,08	0,12	0,16	β = 0,90 γ = 0,02	0,04	0,08	0,12	0,16
U_{am}/E_0	1	1,50	1,51	—	—	—	1,50	1,50	—	—	—
	2	1,93	1,94	—	—	—	1,68	1,68	—	—	—
	3	2,33	2,40	2,47	2,54	—	1,84	1,90	1,93	1,97	—
	5	3,22	3,32	3,41	3,51	3,62	2,10	2,14	2,19	2,27	2,32
	10	5,41	5,60	5,75	5,97	6,10	2,42	2,50	2,60	2,70	2,79
$I_{am}/(E_0/R_н)$	1	6,93	5,02	—	—	—	6,61	4,73	—	—	—
	2	13,4	10,2	—	—	—	7,20	5,38	—	—	—
	3	24,7	20,0	16,1	12,8	—	9,51	8,00	7,25	5,85	—
	5	66,3	49,5	41,7	36,0	29,4	18,8	16,2	14,2	11,1	9,30
	10	216	174	138	125	113	52,3	44,1	37,5	33,0	29,5
$I_{a0}/(E_0/R_н)$	1	0,48	0,49	—	—	—	0,32	0,32	—	—	—
	2	1,62	1,66	—	—	—	0,60	0,64	—	—	—
	3	1,87	2,09	2,29	2,43	—	0,81	0,87	0,92	0,97	—
	5	3,52	3,93	4,32	4,77	5,03	1,05	1,19	1,29	1,36	1,41
	10	13,7	14,9	15,8	16,7	17,7	1,60	1,87	2,11	2,35	2,51
$k_м$	1	0,143	0,208	—	—	—	0,119	0,174	—	—	—
	2	0,121	0,168	—	—	—	0,109	0,156	—	—	—
	3	0,104	0,139	0,185	0,227	—	0,100	0,140	0,188	0,233	—
	5	0,078	0,103	0,134	0,160	0,175	0,090	0,119	0,152	0,187	0,214
	10	0,045	0,062	0,082	0,097	0,110	0,072	0,100	0,127	0,150	0,167
$t_и/T$	1	0,090	0,137	—	—	—	0,081	0,120	—	—	—
	2	0,090	0,131	—	—	—	0,079	0,113	—	—	—
	3	0,090	0,127	0,182	0,219	—	0,077	0,107	0,153	0,192	—
	5	0,091	0,125	0,176	0,213	0,240	0,073	0,100	0,132	0,162	0,186
	10	0,091	0,122	0,168	0,207	0,235	0,070	0,090	0,122	0,150	0,166
$k_в$	1	0,060	0,041	—	—	—	0,045	0,025	—	—	—
	2	0,148	0,126	—	—	—	0,082	0,062	—	—	—
	3	0,229	0,213	0,180	0,155	—	0,120	0,100	0,081	0,058	—
	5	0,308	0,295	0,272	0,247	0,236	0,193	0,175	0,155	0,136	0,123
	10	0,370	0,360	0,331	0,313	0,295	0,305	0,285	0,266	0,250	0,230
$t_{в\,min}/t_в$	1	0,887	0,830	—	—	—	0,992	0,995	—	—	—
	2	0,681	0,637	—	—	—	0,913	0,883	—	—	—
	3	0,565	0,531	0,415	0,196	—	0,802	0,768	0,680	0,439	—
	5	0,469	0,438	0,362	0,176	0,074	0,565	0,543	0,477	0,343	0,185
	10	0,423	0,395	0,313	0,211	0,090	0,420	0,410	0,330	0,258	0,160
k'	1	2	2	—	—	—	3	3	—	—	—
	2	3	3	—	—	—	5	5	—	—	—
	3	4	4	4	5	—	6	7	7	7	—
	5	6	6	6	8	8	10	10	9	8	8
	10	8	8	10	10	11	8	8	8	8	6

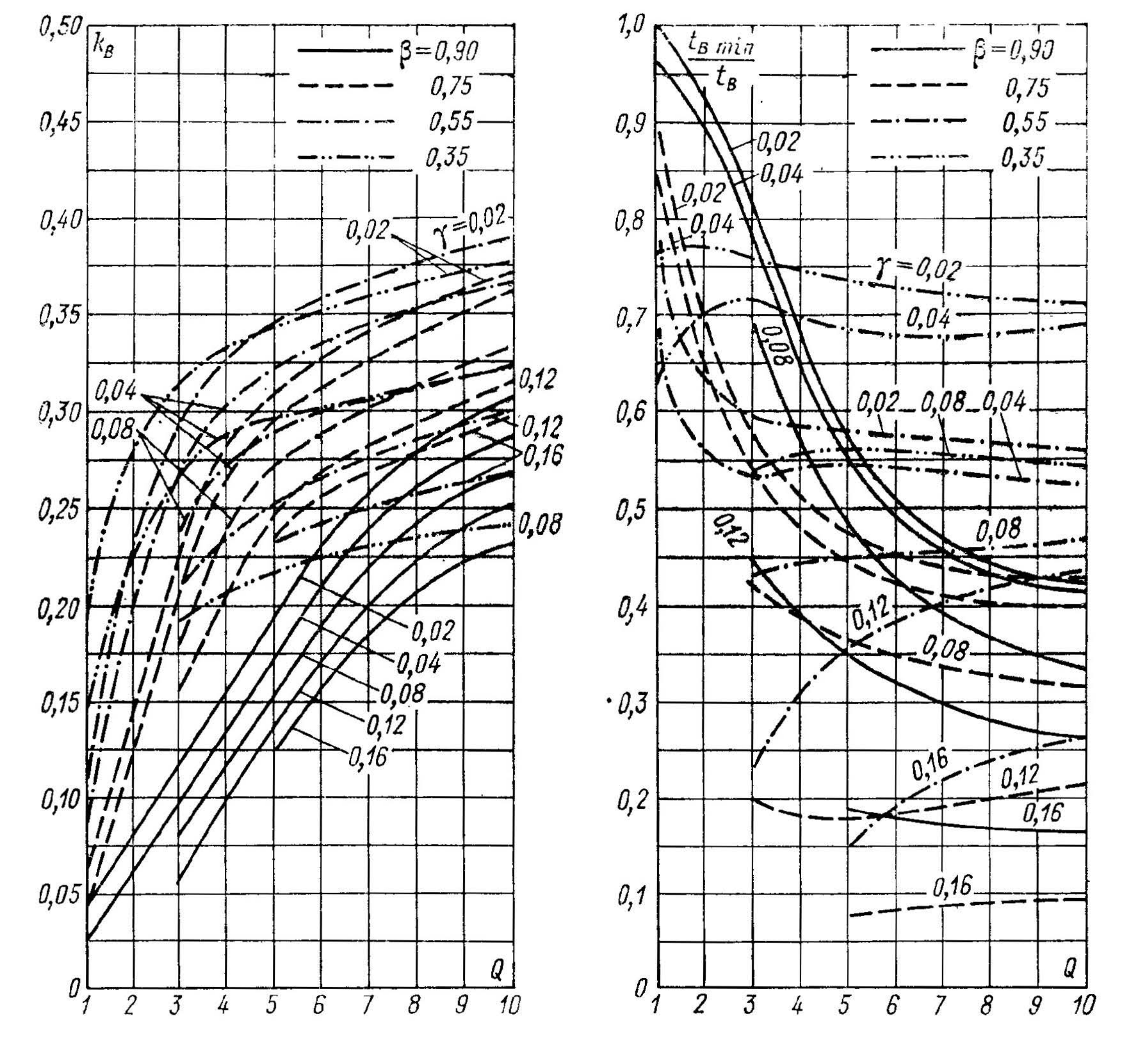


Рис. 2-13. Зависимости для коэффициента $k_в$

Рис. 2-14. Зависимости для минимального схемного времени выключения

Длительность переходного процесса в генераторе в периодах k' оценивалась по времени установления напряжения U_{am} (3 %-ное приближение).

Получено, что токи, напряжения и время выключения достигают максимальных значений в установившемся режиме, а длительность импульса тока через тиристор — либо также в установившемся режиме, либо во время переходного процесса. С точки зрения надежности работы схемы опасность представляет только уменьшение времени выключения во время переходного процесса. (Некоторое увеличение длительности импульса тока через тиристор во время переходного процесса неопасно.) При расчетах были получены также зависимости для минимального времени выключения $t_{в\,min}$.

Результаты расчетов величин U_{am}/E_0, $\frac{I_{am}}{E_0/R_н}$, $\frac{I_{a0}}{E_0/R_н}$, $k_м$, $t_н/T$, $k_в$, $t_{в\,min}/t_в$, k' в функции Q, γ, β приведены в табл. 2-1.

На рис. 2-8 — 2-14 в качестве примера представлены зависимости указанных величин, построенные с помощью табл. 2-1.

Если необходимо интерполировать величины по табл. 2-1 (например, найти параметры при $10 > Q > 5$ либо при $0{,}55 > \beta > 0{,}35$),

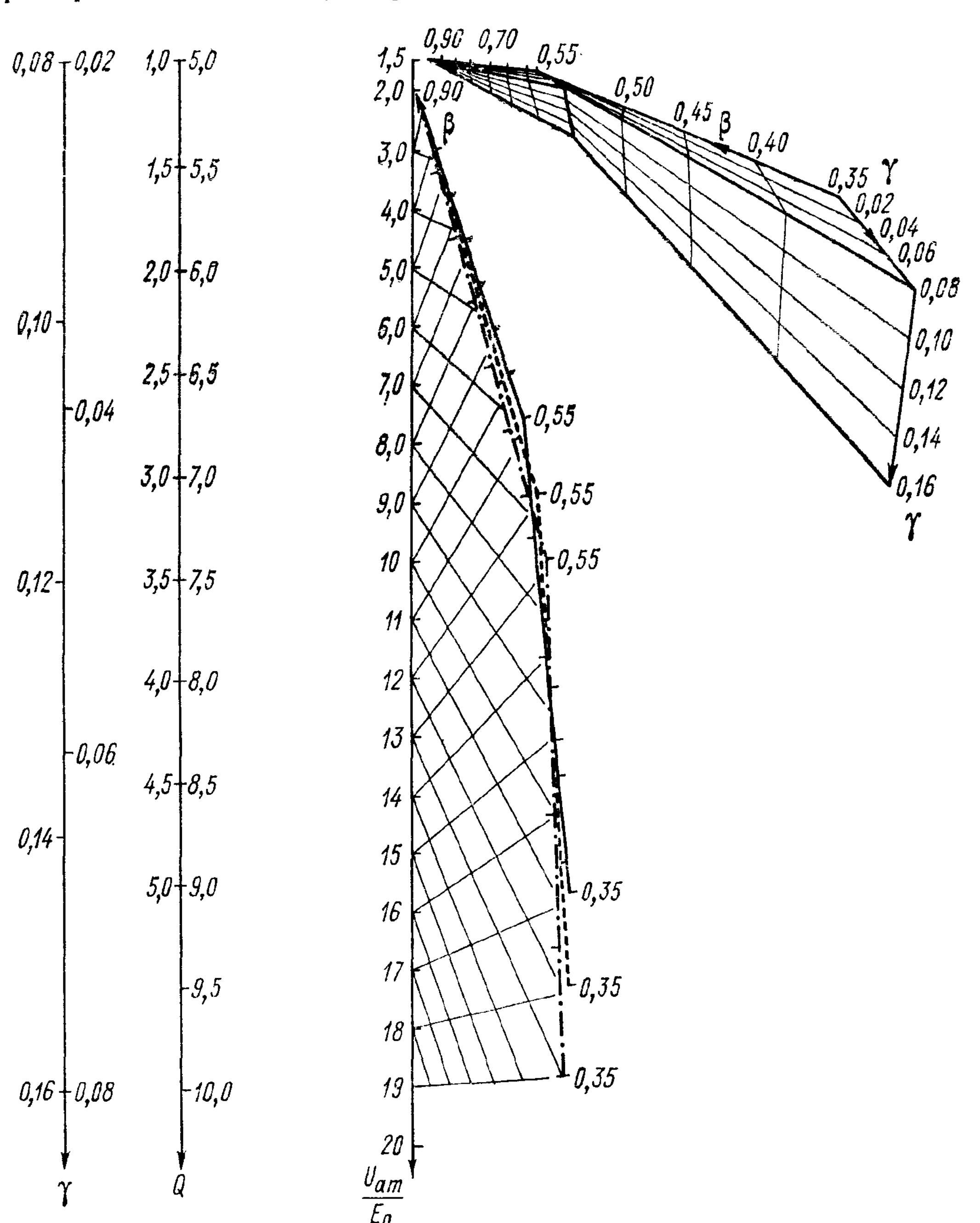


Рис. 2-15. Номограмма для величины V_{am}/E_0

можно во многих случаях воспользоваться зависимостями, изображенными на рис. 2-8 — 2-14 (так, с их помощью можно найти величины, соответствующие любым значениям Q). В общем случае для этого целесообразно применять номограммы [40], позволяющие определить искомую величину для любого значения Q, β, γ.

Расчетные номограммы. На рис. 2-15 приведена номограмма для величины U_{am}/E_0. На ее примере рассмотрим методику построения номограмм для величин, являющихся функцией трех переменных. Следует отметить, что у большинства рассматриваемых далее инверторов и генераторов величины, описывающие режим работы, также являются функциями трех переменных, поэтому предлагаемая методика построения номограмм пригодна и для них.

В данном случае используется номограмма из выравненных точек с параллельными равномерными шкалами Q, U_{am}/E_0 и бинарным полем (β, γ), которое состоит из двух семейств прямых линий, образующих при наложении их друг на друга проективные шкалы. Для ее построения применяется формула, полученная путем последовательной линейной интерполяции:

$$\frac{U_{am}}{E_0}=\frac{U_{am11}}{E_0}+\frac{U_{am21}/E_0-U_{am11}/E_0}{Q_2-Q_1}(Q'-Q_1)+$$
$$+\left[\left(\frac{U_{am12}}{E_0}-\frac{U_{am11}}{E_0}\right)+\frac{(U_{am22}/E_0-U_{am12}/E_0)-(U_{am21}/E_0-U_{am11}/E_0)}{Q_2-Q_1}(Q'-Q_1)\right]\times\frac{\gamma'-\gamma_1}{\gamma_2-\gamma_1}+$$
$$+\left\{\left(\frac{U'_{am11}}{E_0}-\frac{U_{am11}}{E_0}\right)+\frac{\left(U'_{am21}/E_0-U'_{am11}/E_0\right)-\left(U_{am21}/E_0-U_{am11}/E_0\right)}{Q_2-Q_1}\times\right.$$
$$\times(Q'-Q_1)+\left[\left(\frac{U'_{am12}}{E_0}-\frac{U'_{am11}}{E_0}+\frac{U_{am11}}{E_0}-\frac{U_{am12}}{E_0}\right)+\right.$$
$$\left.+\frac{\left(U'_{am22}/E_0-U'_{am12}/E_0\right)-\left(U'_{am21}/E_0-U'_{am11}/E_0\right)+(U_{am21}/E_0-U_{am11}/E_0)-(U_{am22}/E_0-U_{am12}/E_0)}{Q_2-Q_1}(Q'-Q_1)\right]\times$$
$$\left.\times\frac{\gamma'-\gamma_1}{\gamma_2-\gamma_1}\right\}\frac{\beta'-\beta_1}{\beta_2-\beta_1}, \qquad (2\text{-}47)$$

где Q_1, Q_2, β_1, β_2, γ_1, γ_2 — крайние значения независимых переменных; Q', β', γ' — текущие значения независимых переменных; $U_{am11}/E_0 \div U'_{am22}/E_0$ — значения искомой функции, соответствующие крайним значениям независимых переменных. Все они соответствуют табл. 2-2.

Анализ показывает, что если строить одну номограмму для всего диапазона значений Q, β, γ, то точность получится весьма невысокой, поэтому диапазон изменения каждой из этих величин разбивается на два примерно равных поддиапазона. В результате получается восемь номограмм, которые могут быть построены на одном рисунке с помощью восьми таблиц (табл. 2-3—2-10). Каждая из восьми номограмм состоит из двух параллельных равномерных шкал Q и U_{am}/E_0 и бинарного поля с угловыми точками, соответствующими значениям $\beta_1\gamma_1$, $\beta_2\gamma_1$, $\beta_1\gamma_2$, $\beta_2\gamma_2$. Угловые точки лежат на пересечении прямых, соединяющих значения величин Q и U_{am}/E_0, соответствующие параметрам β и γ, определенным из табл. 2-3—2-10. Например, точка, соответствующая значениям β_1, γ_1, лежит на пересечении линий, соединяющих точки Q_1, U_{am11}/E_0 и Q_2, U_{am21}/E_0. Поскольку диапазон изменения величины Q разбит на два поддиапазона, то для всех восьми номограмм используются две шкалы: $1 \leqslant Q \leqslant 5$; $5 \leqslant Q \leqslant 10$. На всех четырех сторонах бинарного поля строятся проективные шкалы. Для их построения выбирается произвольная точка на шкале Q (обычно это одна из крайних точек шкалы). Из точки проводятся два луча через крайние точки стороны бинарного поля, на которой строится проективная шкала. Далее правее этой стороны проводится прямая, параллельная шкалам Q и U_{am}/E_0. Она пере-

секает лучи в двух точках. На прямой, соединяющей эти точки, строится равномерная шкала, причем указанные точки соответствуют значениям величин на краях стороны бинарного поля. Проецируя равномерную шкалу из выбранной точки Q на сторону бинарного поля, получаем искомую проективную шкалу. Четыре номограммы для табл. 2-3—2-6 построены таким образом в верхней правой части рис. 2-15.

При построении номограммы может встретиться частный случай — вырожденное бинарное поле. Он получается, если четыре угловые точки бинарного поля оказываются практически на одной прямой. В рассматриваемом примере это происходит для четырех номограмм при $Q = 5 \div 10$. Бинарное поле при этом заменяется двумя равномерными шкалами β, каждая — при постоянном значении γ, соответствующем угловой точке.

Таблица 2-2

γ	Значение $U_{a\,mi}/E_0$ при						
	$\beta = \beta_1$			$\beta = \beta'$	$\beta = \beta_2$		
	Q						
	Q_1	Q'	Q_2	—	Q_1	Q'	Q_2
γ_1	$\frac{U_{a\,m11}}{E_0}$	—	$\frac{U_{a\,m21}}{E_0}$	—	$\frac{U'_{a\,m11}}{E_0}$	—	$\frac{U'_{a\,m21}}{E_0}$
γ'	—	—	—	$\frac{U_{a\,m}}{E_0}$	—	—	—
γ_2	$\frac{U_{a\,m12}}{E_0}$	—	$\frac{U_{a\,m22}}{E_0}$	—	$\frac{U'_{a\,m12}}{E_0}$	—	$\frac{U'_{a\,m22}}{E_0}$

Таблица 2-3

γ	Значение $U_{a\,mi}/E_0$ при			
	$\beta = 0{,}35$		$\beta = 0{,}55$	
	Q			
	1	5	1	5
0,02	2,54	10,8	1,70	5,88
0,08	3,15	11,9	1,95	6,60

Таблица 2-4

γ	Значение $U_{a\,mi}/E_0$ при			
	$\beta = 0{,}55$		$\beta = 0{,}90$	
	Q			
	1	5	1	5
0,02	1,70	5,88	1,50	2,10
0,08	1,95	6,60	1,50	2,19

Таблица 2-5

γ	Значение $U_{a\,mi}/E_0$ при			
	$\beta = 0{,}35$		$\beta = 0{,}55$	
	Q			
	1	5	1	5
0,08	3,00	11,9	1,95	6,60
0,16	4,30	13,0	2,35	7,30

Таблица 2-6

γ	Значение $U_{a\,mi}/E_0$ при			
	$\beta = 0{,}55$		$\beta = 0{,}90$	
	Q			
	1	5	1	5
0,08	1,95	6,60	1,50	2,19
0,16	2,35	7,30	1,50	2,32

Таблица 2-7

γ	Значение $U_{a\,mi}/E_0$ при			
	$\beta=0{,}35$		$\beta=0{,}55$	
	Q			
	5	10	5	10
0,02	10,8	17,2	5,88	10,8
0,08	11,9	17,9	6,60	11,9

Таблица 2-8

γ	Значение $U_{a\,mi}/E_0$ при			
	$\beta=0{,}55$		$\beta=0{,}90$	
	Q			
	5	10	5	10
0,02	5,88	10,8	2,10	2,42
0,08	6,60	11,9	2,19	2,60

Таблица 2-9

γ	Значение $U_{a\,mi}/E_0$ при			
	$\beta=0{,}35$		$\beta=0{,}55$	
	Q			
	5	10	5	10
0,08	11,9	17,9	6,60	11,9
0,16	12,9	18,9	7,30	12,8

Таблица 2-10

γ	Значение $U_{a\,mi}/E_0$ при			
	$\beta=0{,}55$		$\beta=0{,}90$	
	Q			
	5	10	5	10
0,08	6,60	11,9	2,19	2,60
0,16	7,30	12,8	2,32	2,79

Искомое значение величины U_{am}/E_0 определяем следующим образом. Соединив заданную точку Q' с заданными точками на шкалах β, находим на шкале U_{am}/E_0 две точки U'_{am}/E_0 и U''_{am}/E_0. Затем строим шкалу параметра γ, либо совпадающую со шкалой Q, либо ей параллельную. В рассматриваемом случае, поскольку диапазон изменения γ разбит на два поддиапазона, удобнее построить две шкалы (рис. 2-15), Через крайние точки шкалы φ и точки U'_{am}/E_0, U''_{am}/E_0 проводим прямые до их пересечения. Соединив точку пересечения с заданным значением Q', определим искомое значение U_{am}/E_0.

На рис. 2-15 для вырожденного бинарного поля построены сплошными линиями шкалы для табл. 2-7 и 2-8 и штриховыми — для табл. 2-9 и 2-10. Это соответствует значениям $0{,}02 \leqslant \gamma \leqslant 0{,}08$ и $0{,}08 \leqslant \gamma \leqslant 0{,}16$. Так как диапазон изменения параметра γ разбит на два поддиапазона, то использованы две шкалы γ.

На рис. 2-15 для удобства пользования нанесена масштабная сетка, применяемая для диапазона $5 \leqslant Q \leqslant 10$.

Анализ результатов и инженерный расчет. Анализ результатов позволяет сделать следующие выводы.

Из рис. 2-8 — 2-10 видно, что $U_{a\,m}$, $I_{a\,m}$, $I_{a\,0}$ увеличиваются с ростом добротности Q и уменьшением параметра β, в то время как с ростом γ увеличиваются только I_{a0} и $U_{a\,m}$, а $I_{a\,m}$ уменьшается. Однако значения $I_{a\,m}$, $I_{a\,0}$, $U_{a\,m}$ еще не дают полного представления об использовании тиристора генератора по мощности. Поэтому с помощью выражения (1-5) были вычислены зависимости коэффициента использования тиристоров по мощности $k_м$. Зависимости $k_м$ от параметров Q, β, γ даны на рис. 2-11. Из них следует, что с точки зрения использования тиристоров по мощности желательно выбирать добротность Q минимально возможной, а величину γ — мак-

симальной. Однако произведение коэффициента $k_в$ на отношение $t_{в\,min}/t_в$, характеризующее предельную частоту, которая может быть получена от генератора, уменьшается при уменьшении добротности и увеличении γ. В связи со сказанным из компромиссных соображений можно рекомендовать значения $Q = 1 \div 5$ и $\gamma = 0{,}02 \div 0{,}12$. При условии $Q > 5$ уменьшение $k_м$ происходит значительно быстрее, чем увеличение произведения $k_в$ и $t_{в\,min}/t_в$. Например, если Q увеличивается от 5 до 10, то $k_в t_{в\,min}/t_в$ возрастает всего на 10—15 % (в зависимости от γ), а $k_м$ уменьшается в 1,5—1,7 раза. Значение γ может быть больше 0,12 только при $Q \geqslant 3$, поскольку при меньших Q в режимах, соответствующих $\gamma \geqslant 0{,}12$, ток через тиристор может не достигать нуля и последний не выключается. Так, например, для $Q = 3$ это наступает при $\gamma \geqslant 0{,}12$, а для $Q = 1$ — при $\gamma \geqslant 0{,}06$. Даже, если указанные соображения не препятствуют увеличению γ более 0,12 (например, для $Q = 5$), это невыгодно, так как произведение $k_в t_{в\,min}/t_в$ не получается бóльшим 0,1, что существенно ограничивает частотные возможности схемы.

Максимальные значения произведения $k_в t_{в\,min}/t_в$ соответствуют значениям $\beta = 0{,}3 \div 0{,}5$ (в зависимости от γ и Q), в то время как $k_м$, наоборот, близко к своим минимальным значениям (за исключением зоны $Q \leqslant 1$, когда $k_м$ увеличивается с уменьшением β). Отсюда следует, что для низких частот, когда выбор максимального значения $k_в t_{в\,min}/t_в$ не столь существен, следует рекомендовать режимы, определяемые параметрами $Q \approx 1$, $\gamma = 0{,}02 \div 0{,}04$ и $\beta = 0{,}25 \div 0{,}35$. Хотя в этом случае произведение $k_в t_{в\,min}/t_в$ не превосходит 0,1—0,15, зато коэффициент $k_м$ достаточно велик. При повышении генерируемой частоты значение Q надо увеличить, сохраняя β в пределах 0,3—0,5.

Для того чтобы не допустить существенного уменьшения длительности импульса тока тиристора и соответственно увеличения крутизны нарастания тока и потерь в тиристорах при включении, следует выбирать величину γ по возможности наибольшей.

Расчет генератора на максимальную мощность по заданным характеристикам тиристоров, приведенным в конце первой главы, и генерируемой частоте $f = 1/T$ можно производить в следующем порядке:

1. С учетом проведенного анализа и полагая $t_{в\,min} \geqslant t_{в.\,ном}$, выбираем режим работы генератора, т. е. величины Q, γ и β.

2. Затем, полагая $U_{а\,m} = U_{а.\,д}$ и находя из графиков рис. 2-8 отношение $U_{а\,m}/E_0$ для выбранного режима, определяем напряжение E_0.

3. Из зависимостей, изображенных на рис. 2-9 и 2-10, находим значение $\frac{I_{а\,m}}{E_0/R_н}$. После этого, выбирая $I_{а\,m} = I_{а\,m\,д}$, вычисляем $R_н$.

4. Зная $I_{аm}$ и находя $t_и$ из рис. 2-12, можно приближенно оценить максимальную скорость нарастания тока через тиристор $S_{i\,max}$. Для этого, полагая импульс тока чисто синусоидальным $i_а(t) =$

$= I_{a\,m} \sin \omega_0 t$ с длительностью, равной половине периода частоты ω_0, т. е. $\omega_0 t_и = \pi$, получим

$$S_{i\,max} = \frac{di_a}{dt}\bigg|_{t=0} \approx I_{a\,m}\omega_0 \cos \omega_0 t \bigg|_{t=0} = I_{a\,m}\pi/t_и.$$

Если скорость нарастания превышает допустимую, необходимо уменьшить $I_{a\,m}$ или увеличить $t_и$.

5. По известным Q, f и найденному значению $R_н$ определяем параметры контура $L_к$, $C_к$ и затем, зная γ, величину $L_р$.

В начале параграфа указывалось, что в качестве нагрузки рассматривается чисто активное сопротивление $R_н$. Если нагрузка имеет активно-индуктивный характер (последовательно соединенные индуктивность и активное сопротивление) или активно-емкостный характер (параллельно соединенные емкость и активное сопротивление), то индуктивность или емкость нагрузки являются частью индуктивности или емкости колебательного контура генератора, а активное сопротивление нагрузки, если оно включено в контур последовательно, пересчитывается в соединенное параллельно. При этом с некоторым приближением можно полагать, что все приведенные расчетные соотношения сохраняются. Переходный процесс при последовательном включении активного сопротивления в контур нагрузки несколько изменяется.

Работа генератора при изменении нагрузки и выходной частоты. В случае изменения в процессе работы генератора сопротивления нагрузки $R_н$ добротность Q контура $L_к$, $C_к$, $R_н$ изменяется прямо пропорционально сопротивлению, поэтому при анализе влияния величины $R_н$ на режим работы генератора весьма удобно пользоваться зависимостями, приведенными на рис. 2-8 — 2-14, где по оси абсцисс отложена величина Q. Из них видно, что длительность импульса тока через тиристор $t_и$ практически не зависит от сопротивления $R_н$, в то время как значения I_{am}, $U_{a\,m}$, а также I_{a0} возрастают с ростом $R_н$. Причем напряжение U_{am} изменяется по закону, близкому к линейному, а токи $I_{a\,m}$, I_{a0} — по квадратичному закону. Поскольку КПД генератора при анализе принят равным 100 %, мощность в нагрузке $P_{\sim} \approx P_0$ также увеличивается по закону, близкому к квадратичному. Произведение величин $k_в$ и $t_{в\,min}/t_в$, характеризующее схемное время выключения с учетом переходного процесса в генераторе, уменьшается по мере уменьшения величины $R_н$. Скорость уменьшения возрастает при малых значениях $R_н$. Таким образом, при больших сопротивлениях нагрузки устойчивая работа генератора ограничивается возрастанием максимальных тока и напряжения тиристора, а при малых — уменьшением минимального времени выключения $t_{в\,min}$.

Если нагрузка генератора имеет реактивный характер, то следует рассматривать три случая ее изменения. В двух первых изменяется либо активная, либо реактивная составляющая нагрузки, а в третьем — обе они одновременно.

Изменение активной составляющей ведет к изменению добротности Q, и влияние ее на работу генератора может быть учтено с помощью приведенного выше анализа. В случае изменения одной из реактивных составляющих нагрузки одновременно меняются добротность Q и расстройка $\beta = \omega_к/\omega$. Изменение индуктивности $L_к$ дополнительно приводит к изменению параметра $\gamma = L_р/L_к$.

При изменении емкости, например росте ее, добротность Q увеличивается, а параметр β уменьшается. При этом удлиняется импульс тока че-

рез тиристор, величины U_{am}, I_{am}, I_{a0}, $P_0 \approx P_{\sim}$ возрастают. Увеличение параметров U_{am}, I_{am}, I_{a0} происходит быстрее, чем в случае изменения активной составляющей нагрузки.

Как показывают вычисления, произведение $k_в t_{в\,min}/t_в$ увеличивается с ростом емкости $C_н$, что способствует более устойчивой работе генератора.

Изменение индуктивности $L_н$ приводит к изменению добротности Q, расстройки β и величины γ, причем две первые изменяются обратно пропорционально корню из величины $L_к$, в которую входит $L_н$, а третья изменяется обратно пропорционально $L_к$. Как и при увеличении емкости, напряжение U_{am}, токи I_{am}, I_{a0} и мощность $P_0 \approx P_{\sim}$ возрастают с увеличением $L_н$, однако медленнее, чем в случае изменения емкости или активного сопротивления. Длительность импульса тока через тиристор несколько увеличивается для малых значений β, а для больших остается практически постоянной. Произведение $k_в t_{в\,min}/t_в$ увеличивается при возрастании $L_н$.

В результате устойчивая работа генератора, как и в случае изменения активного сопротивления, ограничивается при увеличении $C_н$ или $L_н$ возрастанием максимальных тока и напряжения тиристора, а при их уменьшении — уменьшением минимального времени выключения $t_{в\,min}$.

Влияние одновременного изменения активной и реактивной составляющих нагрузки на режим работы генератора может быть определено, как и в рассмотренных выше случаях, через изменение параметров Q, β, γ.

Выходную частоту генератора можно изменять путем изменения частоты следования управляющих импульсов тиристора. Если при этом параметры Q, β, γ остаются постоянными, то режим работы генератора сохраняется. В противном случае режим работы меняется в соответствии с расстройкой β, обратно пропорциональной частоте.

Из рис. 2-12 видно, что длительность импульса тока через тиристор $t_и$ практически не зависит от генерируемой частоты. Действительно, например, с ростом ω параметр β уменьшается и безразмерная величина $t_и/T$ возрастает, однако период T при этом уменьшается и величина $t_и$ остается практически постоянной. Напряжение U_{am}, токи I_{am}, I_{a0} изменяются практически прямо пропорционально β, т. е. обратно пропорционально частоте (см. рис. 2-8 — 2-10). Аналогично изменяется и мощность $P_0 \approx P_{\sim}$. Произведение $k_в t_{в\,min}$ уменьшается с ростом β (см. рис. 2-13, 2-14). Отсюда можно сделать вывод, что при работе генератора в случае изменения частоты без изменения параметров схемы на минимальной частоте рабочего диапазона необходимо соблюдать условие $t_{в\,min} \geqslant t_в$. Тогда при изменении частоты устойчивость генератора не нарушается, так как время $t_{в\,min}$ возрастает.

2-3. Однотактный генератор с обратным диодом

Схема генератора. В предыдущем параграфе указано, что изменение параметров нагрузки или генерируемой частоты в схеме рис. 2-5 приводит к значительным изменениям максимальных значений напряжения и тока тиристоров, а также схемного времени выключения. Эти изменения, учитываемые при проектировании, ухудшают использование тиристоров по мощности и снижают частотные возможности схемы. В значительной степени указанных недостатков лишена схема, изображенная на рис. 2-16 [46]. Она отличается от схемы простейшего однотактного генератора включением двух диодов: одного (*Д1*) — встречно-параллельно тиристору, другого (*Д2*) — между конденсатором $C_к$ и катушкой индуктивности $L_к$ контура нагрузки.

Схема работает следующим образом. В момент прихода управляющего импульса $u_у$ (рис. 2-17) отпирается тиристор T и конденсатор $C_к$, напряжение на котором u_C изображено на рис. 2-17, заряжается током $i_а$, протекающим через тиристор T, катушку индуктивности $L_р$, контур нагрузки $L_к$, $C_к$, $R_н$. Поскольку цепь заряда имеет резонансный характер, то ток тиристора по форме близок к синусоидальному. В момент t_1 ток $i_а$ становится равным нулю и тиристор запирается. Разность напряжений u_C конденсатора $C_к$ и источника питания E_0 оказывается приложенной к диоду

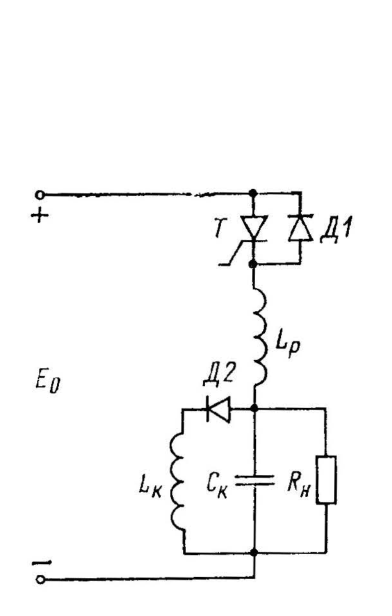


Рис. 2-16. Схема однотактного генератора с обратным диодом

Рис. 2-17. Диаграммы токов и напряжений для однотактного генератора с обратным диодом

Д1 с полярностью, приводящей к его отпиранию. Конденсатор $C_к$ разряжается по цепи $L_р$, *Д1*, $L_к$, $C_к$, $R_н$. Ток диода $i_д$, изображенный штриховой линией на рис. 2-17, так же как и ток тиристора, имеет характер, близкий к синусоидальному. В момент t_2 он достигает нулевого значения. В течение времени $t_2 - t_1 = t_в$ к тиристору приложено отрицательное напряжение $u_а$, равное падению напряжения на открытом диоде *Д1*, и он выключается. Как только прекращается ток через диод (момент t_2), к тиристору оказывается приложенной сумма напряжений источника питания E_0 и u_C на конденсаторе $C_к$. Скорость нарастания напряжения при этом практически не ограничивается, и требуются специальные меры для предотвращения повторных отпираний тиристоров, вызванных большой скоростью изменения напряжения $u_а$. Диод *Д2* включен для того, чтобы предотвратить перезаряд конденсатора $C_к$ в контуре $L_к$, $C_к$, $R_н$ после окончания тока через диод *Д1*. В случае отсутствия диода *Д2* напряжение u_C может вычитаться из напряжения источника питания в момент включения тиристора T, что приводит

к уменьшению его тока и мощности в нагрузке. Это особенно сказывается при работе генератора в диапазоне частот, когда изменяется частота управляющих импульсов тиристора T, и при работе на нагрузку, имеющую реактивный характер и меняющуюся в процессе работы, когда изменяется частота контура $L_к$, $C_к$, $R_н$.

Теоретический анализ и расчет. Результаты математического анализа работы схемы [46] и некоторых дополнительных расчетов сведены в табл. 2-11. В ней приведены следующие величины в относительных единицах:

а) максимальные токи тиристора T, диода *Д1* и постоянные токи источника питания, тиристора и диода:

$$\frac{I_{а\,m}}{E_0/\sqrt{L_р/C_к}};\quad \frac{I_{Д\,m}}{E_0/\sqrt{L_р/C_к}};\quad \frac{I_0}{E_0/\sqrt{L_р/C_к}};\quad \frac{I_{а\,0}}{E_0/\sqrt{L_р/C_к}};\quad \frac{I_{Д\,0}}{E_0/\sqrt{L_р/C_к}};$$

б) максимальное и действующее (эффективное) напряжения на емкости $C_к$, а также максимальное напряжение на аноде тиристора U_{Cm}/E_0; $U_{C\,э}/E_0$; $U_{а\,m}/E_0$;

в) длительность импульсов тока через тиристор в установившемся режиме и длительность импульсов тока через диод *Д1* в установившемся и переходном режимах (в последнем случае выбрана минимальная длительность импульса тока): $t_и/T$, $k_в = t_в/T$, $t_{в\,min}/T$ (как следует из описания принципа действия схемы, длительность импульса тока через диод является схемным временем выключения тиристора $t_в$);

г) коэффициент использования тиристора по мощности $k_м$.

Следует отметить, что для переходного процесса дана только величина $t_{в\,min}/T$, определяющая устойчивость работы генератора при включении. Токи и напряжения в генераторе возрастают, монотонно стремясь к установившемуся значению, которое выбирается меньшим допустимого или равным ему, и устойчивой работы генератора нарушить не могут.

Приведенные в табл. 2-11 величины являются функциями отношения частот $\omega_р = 1/\sqrt{L_р C_к}$ и генерируемой: $\Theta = \omega_р/\omega$; добротности контура $L_р$, $C_к$, $R_н$: $Q = R_н/\sqrt{L_р/C_к}$; отношения индуктивностей $\gamma = L_р/L_к$. Из таблицы видно, что при уменьшении параметров γ и Θ или увеличении Q произведение $k_в t_{в\,min}/t_в$, определяющее частотные свойства схемы, увеличивается. Однако рост Q приводит к уменьшению коэффициента $k_м$, характеризующего использование тиристоров по мощности. Зависимость коэффициента $k_м$ от Θ достигает максимума при $\Theta = 2 \div 1{,}5$, а от γ величина $k_м$ зависит слабо (медленно увеличивается с уменьшением γ). Поскольку при росте Θ коэффициент гармоник возрастает, а длительность тока через тиристор уменьшается, вызывая увеличение скорости нарастания тока, то для получения достаточно высоких частот следует выбирать режимы работы с минимальными значениями γ и максимальными Q. Величину Θ при этом надо выбирать в пределах 2—1,5. Однако малые значения γ ведут к росту $L_к$ и,

Таблица 2-11

Вычисляемая величина	Q	Θ = 1,2					Θ = 1,5					Θ = 2,0					Θ = 3,0				
		γ																			
		0,005	0,01	0,02	0,05	0,1	0,005	0,01	0,02	0,05	0,1	0,005	0,01	0,02	0,05	0,1	0,005	0,01	0,02	0,05	0,1
$\frac{U_{am}}{E_0}$	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,38	2,26	2,23	—	—	1,65	1,63	1,52	—	—
	5	5,65	5,80	5,85	—	—	3,51	3,37	3,41	3,20	—	2,36	2,30	2,26	2,17	—	1,63	1,65	1,64	1,76	—
	10	5,59	6,12	6,07	5,74	5,47	3,34	3,41	3,34	3,43	3,30	2,23	2,33	2,30	2,37	2,72	1,73	1,65	1,72	2,02	2,48
	20	6,17	6,18	6,42	6,66	6,28	3,28	3,49	3,70	3,80	4,14	2,27	2,39	2,45	2,65	3,50	1,75	1,72	1,82	2,36	2,99
	50	6,94	7,53	7,95	7,86	8,98	3,87	4,09	4,20	4,72	7,04	2,56	2,64	2,71	3,88	5,52	1,80	1,88	2,25	3,17	4,27
$\frac{I_{am}}{E_0/\sqrt{L_р/C_к}}$	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,55	2,48	2,38	—	—	1,77	1,70	1,61	—	—
	5	7,59	7,72	7,67	—	—	3,99	3,92	3,80	3,42	—	2,53	2,46	2,36	2,06	—	1,76	1,70	1,58	1,31	—
	10	6,80	7,51	7,53	6,35	4,20	3,63	3,57	3,43	3,08	2,87	2,32	2,27	2,17	1,98	2,21	1,67	1,60	1,49	1,53	1,61
	20	6,89	6,81	6,51	5,69	4,91	3,32	3,27	3,13	2,95	3,86	2,16	2,10	2,02	2,42	3,00	1,57	1,53	1,61	1,90	2,20
	50	6,29	6,36	5,89	5,74	8,85	3,09	3,05	2,95	4,59	6,75	1,84	2,00	2,50	3,64	5,07	1,51	1,73	2,06	2,78	3,62
$\frac{I_{дm}}{E_0/\sqrt{L_р/C_к}}$	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,16	0,15	0,13	—	—	0,16	0,13	0,09	—	—
	5	0,83	0,87	0,91	—	—	1,09	1,08	1,05	0,95	—	0,88	0,86	0,81	0,68	—	0,67	0,64	0,58	0,36	—
	10	2,79	3,12	3,05	2,79	2,34	2,04	2,01	1,94	1,75	1,53	1,45	1,41	1,35	1,19	1,07	1,09	1,04	0,96	0,83	0,64
	20	4,48	4,45	4,29	3,84	3,33	2,51	2,47	2,37	2,21	2,54	1,71	1,67	1,60	1,77	1,88	1,28	1,24	1,26	1,33	1,37
	50	5,30	5,18	5,01	4,84	6,69	2,77	2,73	2,64	3,83	5,03	1,67	1,82	2,22	2,99	3,69	1,39	1,51	1,81	2,24	2,54
$\frac{I_0}{E_0/\sqrt{L_р/C_к}}$	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,51	0,49	0,47	—	—	0,23	0,22	0,21	—	—
	5	2,35	2,56	2,50	—	—	0,84	0,83	0,80	0,70	—	0,36	0,35	0,33	0,29	—	0,16	0,15	0,14	0,13	—
	10	1,95	1,68	1,59	1,33	0,55	0,47	0,46	0,44	0,38	0,37	0,19	0,19	0,18	0,17	0,24	0,08	0,08	0,08	0,10	0,13
	20	0,92	0,91	0,85	0,70	0,57	0,24	0,24	0,23	0,21	0,38	0,10	0,09	0,09	0,14	0,24	0,04	0,04	0,05	0,08	0,13
	50	0,38	0,38	0,34	0,34	0,81	0,10	0,10	0,09	0,23	0,52	0,03	0,04	0,06	0,15	0,31	0,02	0,02	0,04	0,08	0,16
$\frac{I_{a0}}{E_0/\sqrt{L_р/C_к}}$	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,52	0,49	0,48	—	—	0,24	0,23	0,21	—	—
	5	2,43	2,66	2,61	—	—	0,99	0,98	0,94	0,83	—	0,45	0,44	0,42	0,36	—	0,21	0,20	0,19	0,15	—
	10	1,76	2,26	2,15	1,86	0,88	0,83	0,80	0,76	0,68	0,61	0,38	0,37	0,35	0,32	0,36	0,18	0,17	0,16	0,17	0,17
	20	1,75	1,89	1,79	1,59	1,225	0,73	0,69	0,65	0,61	0,80	0,33	0,32	0,30	0,37	0,47	0,17	0,14	0,16	0,20	0,25
	50	1,40	1,44	1,50	1,40	2,23	0,57	0,60	0,58	0,93	1,4	0,26	0,26	0,38	0,57	0,80	0,14	0,15	0,20	0,29	0,38
$\frac{I_{д0}}{E_0/\sqrt{L_р/C_к}}$	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0,01	0,01	0,01	—	—	0,01	—	—	—	—
	5	0,08	0,10	0,11	—	—	0,15	0,15	0,14	0,12	—	0,10	0,10	0,09	0,07	—	0,05	0,05	0,04	0,02	—
	10	0,40	0,58	0,56	0,54	0,33	0,36	0,40	0,32	0,29	0,23	0,19	0,19	0,18	0,16	0,12	0,10	0,08	0,08	0,07	0,04
	20	0,83	0,98	0,94	0,89	0,65	0,49	0,45	0,43	0,39	0,41	0,23	0,22	0,21	0,23	0,23	0,13	0,10	0,11	0,11	0,12
	50	1,02	1,06	1,15	1,06	1,42	0,47	0,51	0,49	0,72	0,88	0,22	0,22	0,32	0,42	0,49	0,13	0,12	0,16	0,20	0,22
$\frac{U_{Cm}}{E_0}$	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	2,36	2,31	2,28	—	—	1,96	1,92	1,87	—	—
	5	5,23	5,33	5,35	—	—	3,53	3,52	3,46	3,27	—	2,71	2,68	2,62	2,43	—	2,22	2,18	2,10	1,89	—
	10	5,81	6,30	6,21	5,72	4,95	3,85	3,80	3,73	3,50	3,36	2,90	2,86	2,79	2,65	2,77	2,39	2,34	2,25	2,23	2,23
	20	6,71	6,67	6,47	5,91	5,37	3,92	3,85	3,79	3,67	4,42	2,94	2,90	2,84	3,17	3,61	2,43	2,40	2,46	2,68	2,87
	50	6,82	6,91	6,52	6,45	9,20	3,94	3,91	3,84	5,34	7,23	2,86	2,92	3,40	4,42	5,64	2,46	2,67	2,97	3,60	4,28
$\frac{U_{Cэ}}{E_0}$	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	1,23	1,20	1,19	—	—	0,83	0,81	0,80	—	—
	5	3,43	3,51	3,53	—	—	2,06	2,03	2,00	1,88	—	1,34	1,32	1,29	1,20	—	0,88	0,87	0,84	0,81	—
	10	3,67	4,09	3,99	3,64	3,11	2,17	2,15	2,09	1,96	1,93	1,38	1,36	1,33	1,29	1,55	0,91	0,89	0,87	0,99	1,16
	20	4,28	4,26	4,12	3,73	3,38	2,19	2,18	2,11	2,06	2,77	1,39	1,37	1,34	1,68	2,20	0,92	0,91	1,00	1,29	1,64
	50	4,35	4,42	4,14	4,13	6,37	2,20	2,18	2,14	3,39	5,09	1,33	1,39	1,76	2,70	3,94	0,92	1,09	1,37	2,03	2,84

Вычисляемая величина	Q	Θ = 1,2					Θ = 1,5			
		0,005	0,01	0,02	0,05	0,1	0,005	0,01	0,02	0,05
$\frac{t_и}{T}$	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	5	0,59	0,58	0,56	—	—	0,41	0,41	0,41	0,40
	10	0,51	0,50	0,50	0,48	0,46	0,37	0,37	0,37	0,36
	20	0,47	0,46	0,46	0,44	0,43	0,35	0,35	0,35	0,35
	50	0,43	0,43	0,43	0,43	0,43	0.35	0,34	0,34	0,34
$\frac{t_{в\ min}}{T}$	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	5	0,82	0,92	0,52	—	—	0,94	0,85	0,85	0,72
	10	0,92	0,82	0,84	0,71	0,60	0,96	0,91	0,91	0,85
	20	0,93	0,82	0,85	0,75	0,69	0,96	0,92	0,91	0,86
	50	0,94	0,87	0,87	0,78	0,72	0,98	0,92	0,92	0,87
$k_в$	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	5	0,18	0,19	0,19	—	—	0,23	0,22	0,22	0,21
	10	0,28	0,31	0,31	0,32	0,31	0,29	0,28	0,28	0,27
	20	0,34	0,37	0,37	0,37	0,34	0,31	0,31	0,30	0,30
	50	0,38	0,39	0,39	0,38	0,36	0,32	0,32	0,31	0,31
$k_м$	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	5	0,23	0,24	0,23	—	—	0,28	0,30	0,30	0,30
	10	0,19	0,20	0,20	0,21	0,16	0,27	0,26	0,26	0,26
	20	0,17	0,18	0,17	0,17	0,15	0,27	0,24	0,23	0,22
	50	0,13	0,12	0,13	0,12	0,11	0,19	0,19	0,18	0,17

следовательно, габаритов генератора, а большие значения Q — к ухудшению КПД контура нагрузки и использования тиристора по мощности. Учитывая сказанное, для практического применения могут быть рекомендованы режимы с параметрами $\gamma = 0{,}01 \div 0{,}05$; $\Theta = 2 \div 1{,}5$; $Q = 5 \div 10$. Если значение коэффициента гармоник не играет существенной роли, то для работы генератора на повышенных частотах могут быть рекомендованы режимы со значениями $\Theta = 3 \div 10$, в которых произведение $k_в t_{в\ min}/t_в$ возрастает.

Расчет генератора на максимальную мощность по заданным параметрам тиристоров, приведенным в конце первой главы, и генерируемой частоте $f = 1/T$ удобно производить в следующем порядке.

При расчете следует дополнительно знать допустимое значение напряжения на диоде $U_{д.\ д}$ и допустимое значение максимального тока через диод $I_{д m д}$.

1. На основании сделанного выше анализа и полагая $t_{в\ min} \geqslant t_{в.\ ном}$, выбираем режим работы генератора — величины γ, Θ и Q.

2. Далее, полагая $U_{am} = U_{а.\ д} = U_{д.\ д}$ и определяя из табл. 2-11 отношение $U_{a\ m}/E_0$, для выбранного режима вычисляем E_0.

	$\Theta = 2{,}0$					$\Theta = 3{,}0$				
γ										
0,1	0,005	0,01	0,02	0,05	0,1	0,005	0,01	0,02	0,05	0,1
—	0,35	0,35	0,35	—	—	0,23	0,23	0,23	—	—
—	0,30	0,30	0,30	0,29	—	0,20	0,19	0,19	0,20	—
0,35	0,28	0,28	0,27	0,27	0,27	0,18	0,18	0,18	0,18	0,18
0,35	0,27	0,26	0,26	0,26	0,26	0,17	0,17	0,17	0,17	0,17
0,34	0,26	0,26	0,26	0,26	0,26	0,17	0,17	0,17	0,17	0,17
—	0,89	0,68	0,38	—	—	0,95	0,71	0,59	—	—
—	0,92	0,92	0,92	0,74	—	0,98	0,89	0,89	0,81	—
0,63	0,98	0,93	0,93	0,84	0,65	0,98	0,93	0,93	0,88	0,73
0,71	0,98	0,96	0,94	0,87	0,725	0,98	0,96	0,96	0,89	0,75
0,75	0,98	0,96	0,95	0,87	0,75	0,98	0,96	0,96	0,90	0,77
—	0,09	0,08	0,08	—	—	0,07	0,06	0,04	—	—
—	0,19	0,18	0,18	0,17	—	0,13	0,12	0,12	0,10	—
0,25	0,22	0,22	0,22	0,21	0,19	0,15	0,15	0,15	0,13	0,11
0,27	0,24	0,23	0,23	0,22	0,20	0,16	0,15	0,15	0,14	0,13
0,29	0,25	0,24	0,24	0,23	0,22	0,16	0,16	0,16	0,15	0,14
—	0,35	0,35	0,36	—	—	0,32	0,33	0,35	—	—
—	0,30	0,31	0,32	0,32	—	0,28	0,28	0,28	0,27	—
0,26	0,29	0,28	0,28	0,28	0,24	0,25	0,26	0,25	0,21	0,17
0,20	0,27	0,25	0,24	0,23	0,18	0,25	0,22	0,21	0,18	0,15
0,12	0,22	0,20	0,22	0,16	0,12	0,21	0,18	0,17	0,13	0,10

3. Из табл. 2-11 находим величины $\frac{I_{a\,m}}{E_0/\sqrt{L_р/C_р}}$; $\frac{I_{a\,0}}{E_0/\sqrt{L_р/C_р}}$; $\frac{I_{д\,m}}{E_0/\sqrt{L_р/C_р}}$; $\frac{I_{д\,0}}{E_0/\sqrt{L_р/C_р}}$.

4. Затем, выполняя условия $I_{a\,m} = I_{am\,д}$, $I_{дm} = I_{дmд}$, определяем величину $\sqrt{L_р/C_к}$ и, зная Q, находим $R_н = \lambda\sqrt{L_р/C_к}$.

5. Поскольку отношение $\Theta = f_р/f$ известно после выбора режима работы генератора, нетрудно вычислить $f_р = 1/(2\pi\sqrt{L_р C_к})$.

6. По известным величинам $1/(2\pi\sqrt{L_р C_к})$ и $\sqrt{L_р/C_к}$ легко определяем $L_р$ и $C_к$, а зная γ, находим $L_к$.

7. Найдя из табл. 2-11 длительность импульса тока через тиристор $t_и$ и полагая импульс тока практически синусоидальным, получим выражение для максимальной скорости нарастания тока через тиристор $S_{i\,max} = I_{a\,m}\pi/t_и$.

При активно-индуктивной или активно-емкостной нагрузке ее реактивная составляющая учитывается при расчете так же, как это сделано в предыдущем параграфе для однотактного генератора на одном тиристоре.

Работа генератора при изменении нагрузки и выходной частоты. На основании данных, приведенных в табл. 2-11, может быть произведен анализ работы генератора при изменяющихся нагрузке и частоте.

При изменении сопротивления нагрузки $R_н$ добротность контура $L_р$, $C_к$, $R_н$ изменяется прямо пропорционально сопротивлению. В случае увеличения $R_н$ напряжение U_{am} возрастает. Чем меньше γ и больше Θ, тем меньше увеличивается $U_{a\,m}$ с ростом $R_н$. Для $\gamma = 0,005$ напряжение U_{am} можно считать практически постоянным при десяти-, пятнадцатикратном изменении $R_н$ ($Q = 3 \div 50$).

При больших значениях γ токи тиристора $I_{a\,m}$, $I_{a\,0}$ и диода $I_{дm}$, $I_{д0}$ возрастают с ростом $R_н$. По мере уменьшения γ скорость изменения токов $I_{a\,m}$, $I_{a\,0}$ уменьшается, и начиная с $\gamma = 0,02$ их можно считать практически неизменными.

Таким образом, наличие обратного диода в генераторе при правильно выбранном режиме работы позволяет получить практически неизменные токи и напряжение тиристора при изменении нагрузки в очень широких пределах. Полагая $P_{\sim} = P_0$ и зная постоянную составляющую тока источника питания I_0, нетрудно установить, что минимальное изменение мощности $P_{\sim}$ в зависимости от $R_н$ происходит при параметрах $\gamma \approx 0,05$ и $\Theta = 1,5 \div 1,2$.

Длительность импульса тока через тиристор $t_н$ в генераторе с обратным диодом практически остается неизменной при изменении $R_н$, но длительность тока диода меняется, что означает изменение коэффициента $k_в$. Произведение $k_в t_{в\,min}/t_в$, определяющее предельную частоту генератора, увеличивается с ростом $R_н$, и скорость увеличения его мало зависит от параметров γ и Θ.

Таким образом, неустойчивая работа генератора с обратным диодом при правильном выборе режима возможна только при малых сопротивлениях нагрузки, поскольку при этом уменьшается величина $k_в t_{в\,min}/t_в$.

При реактивном характере нагрузки (последовательно включенные индуктивность и активное сопротивление или параллельно включенные емкость и активное сопротивление) по аналогии с § 2-2 можно рассмотреть те же три случая ее изменения.

Изменение реактивных составляющих ведет к изменению одной или нескольких величин, характеризующих режим работы генератора. Так, изменение индуктивности $L_н$, которая входит в индуктивность контура нагрузки $L_к$, вызывает изменение величины γ. Изменение емкости $C_н$, входящей в $C_к$, приводит к изменению соответственно параметров Θ и Q.

В случае роста индуктивности $L_н$ величина γ уменьшается. При этом напряжения $U_{a\,m}$, $U_{C\,m}$, $U_{C\,э}$ уменьшаются при больших значениях Q и Θ и увеличиваются при малых ($Q \geqslant 10$, $\Theta \geqslant 2,0$). Токи тиристора $I_{a\,m}$, I_{a0} ведут себя аналогично указанным выше напряжениям с той разницей, что зависимость I_{a0} имеет не ярко выраженный экстремальный характер с минимумом величины I_{a0} при малых значениях Q и Θ, причем по мере уменьшения послед-

них минимум сдвигается в область больших γ. Токи диода $I_{д\,m}$, $I_{д0}$ уменьшаются при больших Q и увеличиваются при малых. Значение Q, при котором происходит переход от уменьшения к увеличению, зависит от параметра Θ: чем больше Θ, тем больше Q. Значение тока источника питания I_0, которое характеризует изменение мощности в нагрузке, при больших величинах Θ уменьшается для любых значений Q. По мере увеличения Q скорость уменьшения возрастает. При $\Theta < 10$ для малых Q зависимость I_0 (γ) имеет минимум, который сдвигается в сторону меньших γ с ростом Q. Длительность импульса тока через тиристор практически не зависит от γ, а произведение $k_в t_{в\,min}/t_в$ возрастает с уменьшением γ.

Из сказанного следует, что в случае изменения индуктивности $L_н$ устойчивая работа генератора с обратным диодом ограничена для режимов, наиболее часто используемых на практике ($3 \leqslant Q \leqslant 10$; $1{,}2 \leqslant \Theta \leqslant 2$), при больших значениях $L_н$ ростом токов и напряжений тиристора и диода, а при малых значениях $L_н$ — уменьшением произведения $k_в t_{в\,min}/t_в$, т. е. минимального времени выключения. Кроме того, проведенный анализ показывает, что для режимов при условиях $\Theta \approx 2 \div 1{,}5$ и $Q \approx 5 \div 10$ зависимость I_0 от γ весьма слабая и, следовательно, в указанных режимах мощность в нагрузке изменяется мало при изменении $L_н$.

В случае роста емкости $C_н$, которая входит в $C_к$, величина Θ уменьшается, а Q возрастает соответственно обратно и прямо пропорционально величине $\sqrt{C_к}$. При этом напряжения $U_{а\,m}$ на тиристоре и $U_{C\,э}$, $U_{C\,m}$ на конденсаторе $C_к$, токи $I_{а\,m}$, $I_{а\,0}$, $I_{дm}$, $I_{д\,0}$, I_0, а также величины $t_и$, $k_в t_{в\,min}/t_в$ возрастают. Рост I_0 вызывает увеличение мощности в нагрузке $P_{\sim}$.

Устойчивая работа генератора в рассматриваемом случае ограничивается при малых $C_н$ уменьшением произведения $k_в t_{в\,min}/t_в$, а при больших — ростом токов и напряжений тиристора и диода.

Влияние одновременного изменения активной и реактивной составляющих нагрузки может быть проанализировано аналогично случаям изменения одной из составляющих с помощью табл. 2-11 и известных зависимостей параметров, характеризующих режим работы генератора (γ, Θ, Q), от активной и реактивной составляющих нагрузки.

Рассмотрим теперь роль изменения генерируемой частоты. Если это изменение осуществляется при неизменных параметрах элементов схем генератора только посредством изменения частоты следования управляющих импульсов тиристоров, то изменяется режим работы генератора.

Изменение частоты вызывает обратно пропорциональное изменение величины Θ. При увеличении генерируемой частоты, когда она приближается к частоте контура нагрузки, величина Θ уменьшается. Это ведет к увеличению токов тиристора и диода, напряжений на тиристоре и конденсаторе, выходной мощности, пропорциональной току I_0. Длительность тока через тиристор $t_и$ и схемное время выключения $t_в$ и $t_{в\,min}$ остаются постоянными.

ДВУХТАКТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

3-1. Параллельный инвертор

Схема инвертора. Принцип действия параллельного инвертора (рис. 3-1) состоит в следующем. Тиристоры *T1*, *T2* поочередно открываются с помощью управляющих импульсов $u_{у1}$, $u_{у2}$, подаваемых на управляющие электроды. Временные диаграммы токов и напряжений представлены на рис. 3-2. Предположим, что начиная с момента времени t_1 тиристор *T1* открыт и напряжение $u_{а1}$ на его аноде близко к нулю. При этом конденсатор *C* заряжается, напряжение u_C на нем возрастает, и одновременно возрастает напряжение $u_{а2}$ на аноде *T2*, который соединен с правой

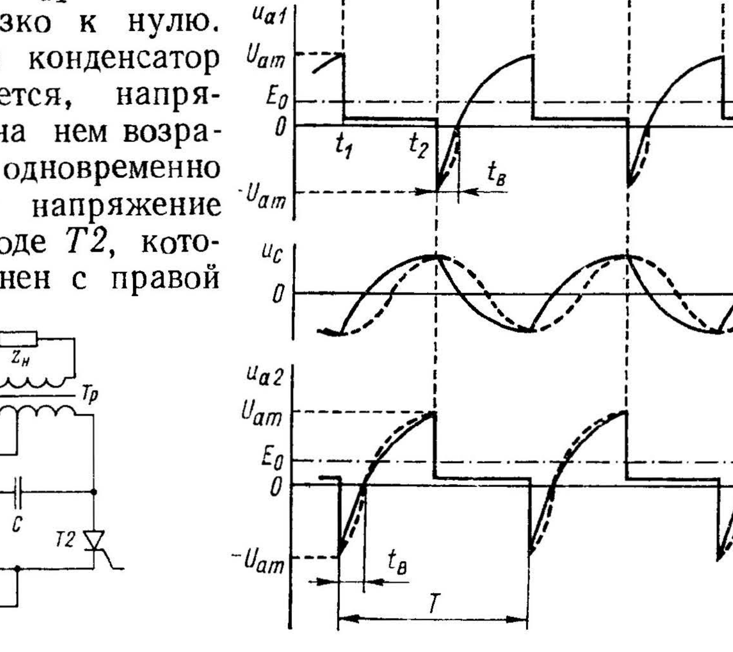


Рис. 3-1. Схема параллельного инвертора

Рис. 3-2. Диаграммы токов и напряжений для параллельного инвертора

обкладкой конденсатора *C*. В момент t_2 включения тиристора *T2* напряжение $u_{а\,2}$ на его аноде скачком падает почти до нуля. Скачком меняется и напряжение $u_{а\,1}$ на аноде тиристора *T1*, которое становится отрицательным, и ток через тиристор прекращается. После этого конденсатор *C* разряжается через тиристор *T2*. Потенциал анода тиристора *T1* остается отрицательным до тех пор, пока напряжение на конденсаторе *C* не изменит полярность на противоположную. В течение этого времени $t_в$ тиристор должен выклю-

читься. Аналогично при включении тиристора *T1* выключается тиристор *T2*.

Напряжение на конденсаторе u_C оказывается переменным, и соответственно в нагрузке, подключенной ко вторичной обмотке согласующего трансформатора *Тр*, возникает переменный ток.

У параллельного инвертора возможны два режима работы. В первом из них индуктивность дросселя $L_а$ велика и в установившемся режиме ток через него практически не меняется ($i_а = I_0$), а импульсы тока тиристоров $i_{а1}$, $i_{а2}$ имеют форму, близкую к прямоугольной (на рис. 3-2 диаграммы для этого режима изображены сплошными линиями). Во втором, более общем случае индуктивность дросселя $L_а$ не настолько велика, чтобы ток через него мог быть принят постоянным, и соответственно импульсы тока тиристоров имеют форму, отличающуюся от прямоугольной. В частности, если контур $L_а$, C, $z'_н$ (где $z'_н$ — пересчитанное к первичной обмотке трансформатора *Тр* сопротивление нагрузки $z_н$) колебательный, то форма импульсов тока $i_{а1}$, $i_{а2}$ может быть близкой к синусоидальной (на рис. 3-2 диаграммы для этого режима изображены штриховыми линиями).

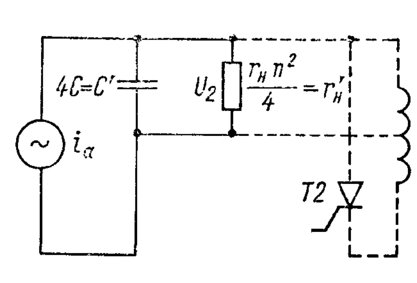


Рис. 3-3. Эквивалентная схема параллельного инвертора с большой анодной индуктивностью

Теоретический анализ и расчет схемы с большой индуктивностью. Данный случай удобно выделить, поскольку здесь удается получить наглядные закономерности, легко используемые на практике.

Обычно тиристоры инверторов работают симметрично, т. е. проводят ток в течение равных промежутков времени. При этом скачки напряжения $u_а$ на анодах тиристоров одинаковы и равны $U_{а\,m}$ (рис. 3-2). Учитывая, что отрицательный скачок напряжения $u_а$ одного тиристора соответствует такому же положительному скачку другого, нетрудно заключить, что напряжение $u_а$ (например, в интервале от t_1 до t_2) изменяется в пределах от $-U_{а\,m}$ до $+U_{а\,m}$. В установившемся режиме схема инвертора для данного случая при включенном тиристоре *T1* (рис. 3-1) может быть заменена приближенной эквивалентной (рис. 3-3), где источник напряжения E_0 и дроссель $L_а$, сопротивление которого переменному току весьма велико, заменены генератором тока $i_а$, а сопротивление нагрузки $z_н$, емкость C и начальное напряжение $U_{а\,m}$ пересчитаны к половине первичной обмотки трансформатора *Тр* с коэффициентом трансформации n. При начертании схемы трансформатор принят идеальным.

Примем сперва, что нагрузка чисто активная ($z_н = r_н$). Как следует из эквивалентной схемы (рис. 3-3), при включенном тиристоре *T1* напряжение $u_{а2}$ на аноде тиристора *T2* равно удвоенному напряжению u_2 на элементах $r'_н$, C', взятому с обратным знаком. Изменение этого напряжения во времени происходит в соответствии с постоянной времени $\tau = C'r'_н = Cr_н n^2$. При этих условиях,

начиная отсчет времени от момента t_1, т. е. полагая $t_1 = 0$, найдем

$$u_{a\,2} = -2u_2 = 2\left[i_a r_н \frac{n^2}{4}\left(1 - e^{-t/\tau}\right) - \frac{1}{2} U_{a\,m} e^{-t/\tau}\right], \qquad (3\text{-}1)$$

где в соответствии с принципом суперпозиции член $i_a r_н \frac{n^2}{4}\left(1 - e^{-t/\tau}\right)$ есть изменение напряжения u_2 за счет изменения тока i_a, а слагаемое $\frac{1}{2} U_{a\,m} e^{-t/\tau}$ характеризует разряд емкости $C' = 4C$ через сопротивление $r'_н = n^2 r_н/4$. Учитывая, что в момент $t = t_2$ напря-

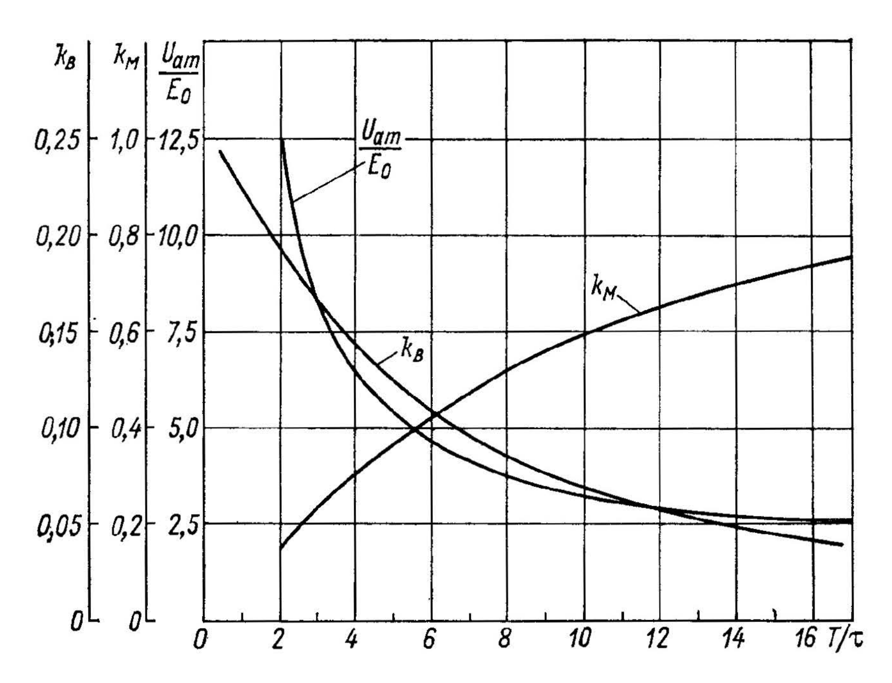


Рис. 3-4. Зависимости для величин, характеризующих режим работы параллельного инвертора

жение $u_{a\,2} = U_{a\,m}$ (рис. 3-2), можно выразить ток i_a через $U_{a\,m}$:

$$i_a = \frac{2U_{a\,m}}{r_н n^2} \frac{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}} = \frac{2U_{a\,m}}{r_н n^2} \operatorname{cth} \frac{T}{4\tau}. \qquad (3\text{-}2)$$

Подставляя это выражение в (3-1), для $u_a = u_{a\,1} = u_{a\,2}$ получим

$$u_a = U_{a\,m}\left[\frac{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) - e^{-\frac{t}{\tau}}\right] =$$

$$= U_{a\,m}\left[\frac{2\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)}{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}} - 1\right]. \qquad (3\text{-}3)$$

Полагая в выражении (3-3) $u_а = 0$, можно найти время $t_в$, в течение которого напряжение на аноде тиристора отрицательное и он выключается:

$$t_в = \tau \ln \frac{2}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}. \tag{3-4}$$

Из выражения (3-4) нетрудно видеть, что предельное значение величины $k_в = t_в/T$ при параметре T/τ, стремящемся к нулю, равно единице. Зависимость $k_в\ (T/\tau)$ приведена на рис. 3-4.

Среднее значение напряжения на обмотке трансформатора (как и на дросселе $L_а$) в установившемся режиме равно нулю, поэтому среднее значение напряжения $u_а$ равно напряжению источника питания E_0 (падением напряжения на включенном тиристоре пренебрегаем). Из этого условия, используя выражение (3-3), нетрудно найти связь напряжений $U_{а\,m}$ и E_0:

$$E_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} u_а dt = \frac{U_{а\,m}}{2} \left(\operatorname{ctg} \frac{T}{4\tau} - \frac{4\tau}{T} \right). \tag{3-5}$$

Зависимость $\frac{U_{а\,m}}{E_0} \left(\frac{T}{\tau} \right)$ приведена на рис. 3-4.

Важное значение для выбора режима работы инвертора имеют критерии использования тиристоров по мощности и частоте.

Поскольку для рассматриваемого инвертора ток $i_а$ каждого тиристора имеет прямоугольную форму и его максимальное значение в два раза больше среднего $I_{а\,0}$, критерий использования тиристоров по мощности на основании выражений (1-5) и (3-5) равен

$$k_м = 2 \frac{E_0}{U_{а\,m}} = \operatorname{cth} \frac{T}{4\tau} - \frac{4\tau}{T}. \tag{3-6}$$

Зависимость $k_м\ (T/\tau)$ приведена на рис. 3-4.

Подробный анализ переходного процесса, при котором надо учитывать индуктивность $L_а$, приведен в следующем разделе. Здесь без выводов даются только его результаты. Установлено, что в процессе включения инвертора напряжения и токи в схеме нарастают монотонно, стремясь к значениям при установившемся режиме, а время выключения оказывается минимальным для первого периода работы $t_{в\,1}$. Показано, что величина $t_{в\,1}$ составляет не менее 0,66 времени выключения в установившемся режиме $t_в$.

Недостатком рассматриваемой схемы является прямоугольная форма импульсов тока через тиристоры. Из-за большой крутизны нарастания тока его амплитуду приходится ограничивать, поскольку для большинства современных тиристоров допустимая крутизна нарастания тока не превышает нескольких сотен ампер в микросекунду. Кроме того, коммутационные потери при прямоугольной форме тока выше, чем при плавном его нарастании, что имеет значение для инверторов, работающих на повышенных частотах.

Следует также отметить, что форма выходного напряжения рассматриваемого инвертора далека от синусоидальной, что не всегда приемлемо для практики.

Расчет инвертора на максимальную мощность по заданным параметрам тиристоров, приведенным в § 1-3, и генерируемой частоте $f = 1/T$ удобно производить в следующем порядке.

1. Выбрав $t_в$ не менее $t_{в. ном}$, с помощью графика на рис. 3-4 по известному значению $k_в = t_в/T$ определяем минимально допустимое значение постоянной времени $\tau_{min} = Cr_н n^2$. При выборе $t_в$ следует учитывать, что оно в первый период работы уменьшается до 0,66 значения для установившегося режима.

2. С помощью формулы (3-2) вычисляем приведенное сопротивление $r_н n^2$, считая $i_а = I_{а m д}$, $U_{а m} = U_{а д}$.

3. Задаваясь одной из величин — коэффициентом трансформации n или сопротивлением нагрузки $r_н$, находим другую величину и затем определяем коммутирующую емкость $C = \tau/(r_н n^2)$.

4. По формуле (3-5) рассчитываем напряжение источника питания E_0 по допустимому напряжению на аноде тиристора $U_{а д} = U_{а m}$. Пренебрегая потерями в инверторе, полагаем отдаваемую в нагрузку мощность равной подводимой: $P_{\sim} = P_0$.

В ряде практических случаев нагрузка имеет существенно выраженную индуктивную составляющую. Если эта составляющая велика, то коммутирующая емкость будет ею заметно компенсироваться. Поэтому, помимо обычных коммутирующих конденсаторов, следует включать параллельно нагрузке конденсатор, емкость которого $C_н$ компенсирует индуктивность нагрузки $L_н$:

$$C_н = \frac{1}{\omega^2 L_н} \frac{Q^2}{1 + Q^2}, \tag{3-7}$$

где $Q = \omega L_н / r_н$ — добротность контура $L_н$, $C_н$, $r_н$.

Точное решение уравнений для индуктивно-активной нагрузки приводит к громоздким выражениям, неудобным для практического применения. Можно использовать приближенный метод расчета, предложенный в работе [14], точность которого достаточна для большинства практических случаев.

Сущность метода состоит в том, что контур, состоящий из индуктивности $L_н$, емкости $C_н$ и активного сопротивления $r_н$, на частоте резонанса может быть заменен эквивалентным сопротивлением. Значение эквивалентного сопротивления вычисляется по известной формуле

$$R_э = \frac{\rho}{r_н}\left(1 + \frac{1}{Q}\right). \tag{3-8}$$

Рассматривая нагрузку как чисто активное сопротивление, равное $R_э$, можно рассчитать инвертор по приведенным выше формулам.

В случае если нагрузка отображается параллельно соединенными емкостью и активным сопротивлением, следует учитывать,

что часть коммутирующей емкости C заменяется емкостью нагрузки $C_н$.

Теоретический анализ и расчет схемы для общего случая. Проанализируем работу инвертора для общего случая — любого значения $L_а$ как для установившегося, так и для переходного режимов работы. Поскольку при малом значении $L_а$ не может быть принят ряд ранее использованных положений (формы токов), эквивалентная схема инвертора в этом общем случае и при активной нагрузке имеет вид, показанный на рис. 3-5. Здесь $C' = 4C$; $r'_н = r_н n^2/4$ — пересчитанные к половине первичной обмотки коммутирующая емкость C и сопротивление нагрузки $r_н$. Источник постоянного напряжения E_0 может быть представлен генератором тока, Лапласово преобразование которого $I_E = E_0/(p^2 L_а)$ [7].

Рис. 3-5. Эквивалентная схема параллельного инвертора с малой анодной индуктивностью

Начальные условия для емкости C' и индуктивности $L_а$, соответствующие любому (k-му) моменту включения одного из тиристоров инвертора, определяются величинами $u_{2к}$ и $i_{а.к}$. Если напряжение на емкости C' заменить генератором тока, то Лапласово преобразование его будет $I_{Cк} = -u_{2к}C'$. В результате Лапласово преобразование для суммарного эквивалентного генератора тока $i_э$ имеет вид

$$I_э(p) = \frac{E_0}{p^2 L_а} + \frac{i_{а.к}}{p} - u_{2к}C'. \tag{3-9}$$

Для напряжения u_2 (рис. 3-5) справедливо преобразование

$$L[u_2(t)] = \frac{I_э(P)}{Y(p)} = \frac{E_0 + i_{а.к}pL_а - u_{2к}p^2C'L_а}{p^2L_а\left(pC' + \frac{1}{pL_а} + \frac{1}{r'_н}\right)} =$$

$$= \frac{E_0}{p} - \frac{(E_0 + u_{2к})p + \frac{E_0}{C'r'_н} - \frac{i_{а.к}}{C'}}{p^2 + \frac{p}{r'_нC'} + \frac{1}{L_аC'}}. \tag{3-10}$$

Произведя обратное преобразование Лапласа, получим

$$u_2(t) = E_0 + e^{-\alpha t}\left\{\left[(u_{2к} - E_0)\frac{\alpha}{\omega_0} + \frac{i_{а.к}}{\omega C'}\right] \times \right.$$
$$\left. \times \sin\omega_0 t - (E_0 + u_{2к})\cos\omega_0 t\right\}, \tag{3-11}$$

где $\alpha = \frac{1}{2r'_нC'} = \frac{1}{2r_нCn^2}$ — коэффициент затухания, а $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_аC'} - \alpha^2}$ — собственная частота контура $L_а$, C', $r'_н$.

Для тока $i_а$ в индуктивности $L_а$ и одном из тиристоров *T1* или *T2*, учитывая выражение (3-10), получим

$$L[i_а(t)] = \frac{L[E_0] - L[u_2(t)]}{pL_а} + \frac{i_{а.\,к}}{p} = \frac{(u_{2к} + E_0)p + \frac{E_0}{r'_н C'} - \frac{i_{а.\,к}}{C'}}{pL_а\left(p^2 + \frac{p}{r'_н C'} + \frac{1}{L_а C'}\right)} +$$

$$+ \frac{i_{а.\,к}}{p} = \frac{E_0}{pr'_н} - \frac{\left(p + \frac{1}{r'_н C'}\right)\left(\frac{E_0}{r'_н} - i_{а.\,к}\right) - \frac{u_{2к} + E_0}{L_а}}{p^2 + \frac{p}{r'_н C'} + \frac{1}{L_а C'}}. \quad (3\text{-}12)$$

После обратного преобразования Лапласа имеем

$$i_а(t) = \frac{E_0}{r'_н} + e^{-\alpha t}\left\{\left[\frac{u_{2к} + E_0}{\omega_0 L_а} + \left(i_{а.\,к} - \frac{E_0}{r'_н}\right)\frac{\alpha}{\omega_0}\right] \times \right.$$

$$\left. \times \sin\omega_0 t - \left(\frac{E_0}{r'_н} - i_{а.\,к}\right)\cos\omega_0 t\right\}. \quad (3\text{-}13)$$

В выражениях (3-11) и (3-13) для любого k-го цикла неизвестны начальные значения $u_{2\,к}$, $i_{а.\,к}$. Они изменяются в процессе установления колебаний в инверторе; причем в момент $t = 0$, соответствующий началу нулевого цикла, они равны нулю. Величины $u_{2\,к}$, $i_{а.\,к}$ могут быть найдены следующим образом.

При симметричной работе инвертора тиристоры *T1* и *T2* проводят ток в течение половины периода частоты генерируемых колебаний; причем момент коммутации, т. е. момент включения одного из тиристоров, соответствует моменту выключения другого. Поскольку ток через дроссель $L_а$ не может измениться мгновенно, то в конце k-го цикла он равен току в начале $(k + 1)$-го цикла, а напряжение на полуобмотке трансформатора, подключенной к тиристору *T2*, становится равным по значению и противоположным по знаку напряжению на полуобмотке, подключенной к тиристору *T1*. Представляя начальные условия циклов ступенчатыми функциями, для тока запишем

$$i_а(0) = i_а(k); \qquad i_а\left(\frac{T}{2}\right) = i_а(k+1). \quad (3\text{-}14)$$

Для учета инверсии напряжения начальные условия для k-го цикла $u_{2к}$ возьмем со знаком минус, т. е.

$$u_2(0) = -u_2(k); \qquad u_2\left(\frac{T}{2}\right) = -u_2(k+1). \quad (3\text{-}15)$$

Используя выражения (3-11), (3-13) и (3-14), (3-15), получим разностные уравнения, позволяющие определить начальные условия для каждого цикла работы — от нулевого до соответствующего

установившемуся процессу:

$$i(k+1)=C_1-a_1 i(k)-b_1 u(k); \qquad (3\text{-}16)$$

$$u(k+1)=C_2-a_2 i(k)-b_2 u(k), \qquad (3\text{-}17)$$

где

$$i(k+1)=\frac{r'_{\text{н}} i_{\text{а}}(k+1)}{E_0}; \quad i(k)=\frac{r'_{\text{н}} i_{\text{а}}(i_{\text{а. к}})}{E_0}; \quad u(k+1)=\frac{u_2(k+1)}{E_0};$$

$$u(k)=\frac{u_2(k)}{E_0}; \qquad a_1=e^{-\frac{\alpha T}{2}}\left(\frac{\alpha}{\omega_0}\sin\frac{\omega_0 T}{2}+\cos\frac{\omega_0 T}{2}\right);$$

$$b_1=\frac{\omega_0^2+\alpha^2}{2\alpha\omega_0}e^{-\frac{\alpha T}{2}}\sin\frac{\omega_0 T}{2};$$

$$c_1=1+e^{-\frac{\alpha T}{2}}\left(\frac{\omega_0^2-\alpha^2}{2\alpha\omega_0}\sin\frac{\omega_0 T}{2}-\cos\frac{\omega_0 T}{2}\right);$$

$$a_2=\frac{2\alpha}{\omega_0}e^{-\frac{\alpha T}{2}}\sin\frac{\omega_0 T}{2};$$

$$b_2=e^{-\frac{\alpha T}{T}}\left(\frac{\alpha}{\omega_0}\sin\frac{\omega_0 T}{2}-\cos\frac{\omega_0 T}{2}\right);$$

$$c_2=1-e^{-\frac{\alpha T}{2}}\left(\frac{\alpha}{\omega_0}\sin\frac{\omega_0 T}{2}+\cos\frac{\omega_0 T}{2}\right).$$

Для решения системы разностных уравнений относительно напряжения u в уравнение (3-16) подставляем выражение для $i(k)$, найденное из (3-17), а уравнение (3-17) записываем для следующего цикла работы инвертора.

Из полученных уравнений находим

$$u(k+2)+A_1 u(k+1)+A_2 u(k)=B_1, \qquad (3\text{-}18)$$

где

$$A_1=a_1+b_2=-2e^{-\frac{\alpha T}{2}}\frac{\alpha}{\omega_0}\sin\frac{\omega_0 T}{2};$$

$$A_2=-a_2 b_1+a_1 b_2=-e^{-\alpha T};$$

$$B_1=c_2-a_2 c_1+a_1 c_2=\left(1-e^{-\frac{\alpha T}{2}}\right)^2+2e^{-\frac{\alpha T}{2}}\left(1-\cos\frac{\omega_0 T}{2}\right).$$

Уравнение (3-18) является линейным разностным уравнением второго порядка с постоянными коэффициентами. Решим его методом преобразования Лапласа. Применяя к ступенчатым функ-

циям уравнения прямое преобразование Лапласа, получим

$$L[u(k)]=U(k); \quad L[u(k+1)]=U(k+1)=e^{s}[U(k)-u(0)P(s)];$$

$$L[u(k+2)]=U(k+2)=e^{2s}\left[U(k)-u(0)P(s)-u(1)e^{-s}P(s)\right];$$

$$L[B_1]=B_1\frac{e^{s}P(s)}{e^{s}-1},$$

где $P(s)$ — изображение единичного импульса; $u(0)=0$.

В результате имеем преобразованное по Лапласу уравнение (3-18):

$$U(k)=u(1)\frac{e^{s}P(s)}{e^{2s}+A_1e^{s}+A_2}+B_1\frac{e^{s}P(s)}{(e^{s}-1)(e^{2s}+A_1e^{s}+A_2)}. \quad (3\text{-}19)$$

Найдя из уравнения

$$e^{2s}+A_1e^{s}+A_2=0$$

$$\left(e^{s}\right)_{1,2}=q_{1,2}=-\frac{A_1}{2}\pm\sqrt{\frac{A_1^2}{4}-A_2}=\frac{\alpha}{\omega_0}e^{-\frac{\alpha T}{2}}\times$$

$$\times\sin\frac{\omega_0T}{2}\pm\sqrt{\frac{\alpha^2}{\omega_0^2}e^{-\alpha T}\sin^2\frac{\omega_0T}{2}+e^{-\alpha T}},$$

можно (3-19) представить в виде

$$U(k)=u(1)\frac{e^{s}P(s)}{(e^{s}-q_1)(e^{s}-q_2)}+B_1\frac{1}{q_1-q_2}\times$$

$$\times\left[\frac{e^{s}P(s)}{(e^{s}-1)(e^{s}-q_1)}-\frac{e^{s}P(s)}{(e^{s}-1)(e^{s}-q_2)}\right]. \quad (3\text{-}20)$$

После обратного преобразования получим

$$u(k)=u(1)\frac{q_1^k-q_2^k}{q_1-q_2}+\frac{B_1}{q_1-q_2}\left(\frac{q_1^k-1}{q_1-1}-\frac{q_2^k-1}{q_2-1}\right), \quad (3\text{-}21)$$

где начальное условие для первого цикла определяем из выражения (3-17) при $i(k)=i(0)=0$; $u(k)=u(0)=0$:

$$u(1)=c_2=1-e^{-\frac{\alpha T}{2}}\left(\frac{\alpha}{\omega_0}\sin\frac{\omega_0T}{2}+\cos\frac{\omega_0T}{2}\right).$$

Учитывая условие $q_1q_2=A_2=-e^{-\alpha T}$, выражение (3-21) можно представить в более удобном для вычислений виде:

$$u(k)=u(\infty)\left(1-\frac{q_1^k-q_2^k}{q_1-q_2}+e^{-\alpha T}\frac{q_1^{k-1}-q_2^{k-1}}{q_1-q_2}\right)+u(1)\frac{q_1^k-q_2^k}{q_1-q_2}. \quad (3\text{-}22)$$

Для получения устойчивых систем вещественные части аргументов s_1 и s_2 в выражениях для корней $q_1=e^{s_1}$ и $q_2=e^{s_2}$ должны быть отрицательны, поэтому величины q_1 и q_2 по модулю будут

меньше единицы и при $k \to \infty$ дробные члены в выражении (3-22) стремятся к нулю, а коэффициент $u(\infty)$, входящий в это выражение, имеет смысл начального условия для каждого цикла в установившемся режиме. Сравнивая выражения (3-21) и (3-22), получим

$$u(\infty) = \frac{B_1}{1 - q_1 - q_2 + q_1 q_2} = \frac{2}{\alpha T} \frac{\operatorname{ch} \frac{\alpha T}{2} - \cos \frac{\omega_0 T}{2}}{\left(\operatorname{sh} \frac{\alpha T}{2}\right) : \frac{\alpha T}{2} - \left(\sin \frac{\omega_0 T}{2}\right) : \frac{\omega_0 T}{2}}. \tag{3-23}$$

Аналогично из уравнений (3-16) и (3-17) можно получить выражение для тока

$$i(k) = i(\infty)\left(1 - \frac{q_1^k - q_2^k}{q_1 - q_2} + e^{-\alpha T} \frac{q_1^{k-1} - q_2^{k-1}}{q_1 - q_2}\right) + i(1) \frac{q_1^k - q_2^k}{q_1 - q_2}, \tag{3-24}$$

где начальные условия для первого цикла и установившегося режима соответственно определяются выражениями:

$$\left.\begin{aligned} i(1) &= 1 + e^{-\frac{\alpha T}{2}}\left(\frac{\omega_0^2 - \alpha^2}{2\alpha\omega_0} \sin \frac{\omega_0 T}{2} - \cos \frac{\omega_0 T}{2}\right); \\ i(\infty) &= 1 + \frac{\omega_0^2 + \alpha^2}{2\alpha^2} \frac{\left(\sin \frac{\omega_0 T}{2}\right) : \frac{\omega_0 T}{2}}{\left(\operatorname{sh} \frac{\alpha T}{2}\right) : \frac{\alpha T}{2} - \left(\sin \frac{\omega_0 T}{2}\right) : \frac{\omega_0 T}{2}}, \end{aligned}\right\} \tag{3-25}$$

а величины q_1 и q_2 те же, что и в выражении для $u(k)$.

Для оценки эффективности использования тиристоров инвертора по мощности надо определить максимальное значение напряжения на анодах тиристоров $U_{a\,m}$ и максимальное и среднее значения токов $I_{a\,m}$, $I_{a\,0}$ через них. Дифференцируя выражение (3-11) и подставляя вместо величин $u_{к\,2}$ и $i_{a.\,к}$ соответственно $u(k)$ и $i(k)$, находим относительное время, когда наступает условие $2\,u_2 = U_{a\,m}$:

$$\varphi_м = \omega t_м = \operatorname{arctg} \frac{2[u(k) + i(k)]}{\frac{\alpha}{\omega_0}[u(k) + 2i(k) - 1] - \frac{\omega_0}{2}[1 + u(k)]}. \tag{3-26}$$

Зная $\varphi_м$, легко получить

$$\frac{U_{am}}{E_0} = 2\left\{1 + e^{-\frac{\alpha\varphi_м}{\omega_0}}\left[(u(k) + 2i(k) - 1)\frac{\alpha}{\omega_0} \sin \varphi_м - (1 + u(k)) \cos \varphi_м\right]\right\}. \tag{3-27}$$

Если величина $\varphi_м$ оказывается больше π, то максимальное значение u_a выходит за пределы полупериода, во время которого тиристор заперт. В этом случае величина $U_{a\,m}/E_0$ совпадает с начальным условием для следующего цикла.

Дифференцируя выражение (3-13), находим относительное время, когда наступает условие $i_а = I_{а\,m}$:

$$\psi_м = \operatorname{arctg} \frac{u(k)+1}{\frac{\alpha}{\omega_0}[u(k)+2i(k)-1]}. \qquad (3\text{-}28)$$

Далее получаем

$$I_{am}\frac{r'_н}{E_0} = 1 + e^{-\frac{\alpha\psi_м}{\omega_0}}\left\{\left[\frac{\omega_0^2+\alpha^2}{2\alpha\omega_0}u(k) + \frac{\alpha}{\omega_0}(i(k)-1) + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{\omega_0^2+\alpha^2}{2\alpha\omega_0}\right]\sin\psi_м - (1-i(k))\cos\psi_м\right\}. \qquad (3\text{-}29)$$

Постоянная составляющая тока $I_{а\,0}$ через один тиристор определяется выражением

$$I_{а0} = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} i_а(t)\,dt = \frac{E_0}{r'_н}\left\{\frac{1}{2} + [i(k)-1]\frac{\alpha}{(\omega_0^2+\alpha^2)T} \times \right.$$

$$\times\left[2 + e^{-\frac{\alpha T}{2}}\left(\frac{\omega_0^2-\alpha^2}{2\omega_0}\sin\frac{\omega_0 T}{2} - 2\cos\frac{\omega_0 T}{2}\right)\right] + [u(k)+1]\frac{1}{\alpha T} \times$$

$$\left.\times\left[1 - e^{-\frac{\alpha T}{2}}\left(\frac{\alpha}{\omega_0}\sin\frac{\omega_0 T}{2} + \cos\frac{\omega_0 T}{2}\right)\right]\right\}. \qquad (3\text{-}30)$$

Схемное время выключения $t_в$ равно наименьшему значению времени t, при котором выражение (3-11) обращается в нуль, т. е. равно первому нулю уравнения

$$1 + e^{-\alpha t}\left\{\left[(u(k)-1)\frac{\alpha}{\omega_0} + i(k)\frac{2\alpha}{\omega_0}\right]\sin\omega_0 t - [1+u(k)]\cos\omega_0 t\right\} = 0. \qquad (3\text{-}31)$$

С помощью выражений (3-23), (3-25), (3-26) — (3-31) для стационарного режима могут быть вычислены зависимости $U_{а\,m}/E_0$, $I_{а\,m}r'_н/E_0$, $I_{а0}r'_н/E_0$, $t_в/T$, $u(\infty)$, $i(\infty)$, необходимые для оценки работы инвертора. В качестве аргумента, как и для параллельного инвертора с большой индуктивностью $L_а$, выбрано отношение T/τ, где $\tau = C'r'_н = 1/(2\alpha)$, а в качестве параметра — добротность Q контура $L_а$, C', $r'_н$. Она связана с индуктивностью $L_а$ известным соотношением

$$Q^2 = \frac{r'^2_н C'}{L_а} = \frac{1+\omega_0^2/\alpha^2}{4}. \qquad (3\text{-}32)$$

При $Q<0{,}5$ режим колебаний становится апериодическим, а частота ω_0 — мнимой. Однако, учитывая известные формулы $\sin j\beta = j\operatorname{sh}\beta$; $\cos j\beta = \operatorname{ch}\beta$ и производя соответствующие замены, можно получить выражения для $u(k)$, $u(\infty)$, $i(k)$, $i(\infty)$, $\varphi_м$, $U_{а\,m}/E_0$, $\psi_м$, $I_{am}r'_н/E_0$, $\frac{I_{а0}r'_н}{E_0}$, представив эти выражения, как

и для колебательного режима, функциями T/τ и Q. Для критического режима ($Q=0,5$) имеем $\omega_0=0$; $\dfrac{\sin\dfrac{\omega_0 T}{2}}{\omega_0 T/2}=1$; $\cos\dfrac{\omega_0 T}{2}=1$.

Расчеты необходимых величин по полученным выражениям в отличие от случая с большей индуктивностью $L_а$ вызывают определенные трудности. Они могут быть проверены с помощью ЭВМ.

В табл. 3-1 приведены вычисленные значения величин $U_{а\,m}/E_0$, $\dfrac{I_{аm}r'_н}{E_0}$, $I_{а\,0}r'_н/E_0$, $k_в$ $k_м$, $i(\infty)/I_{а\,m}$ в функции значений T/τ и Q. Эти величины необходимы для выбора оптимального режима работы и расчета генератора.

Зависимости $u(k)$, $i(k)$, $\dfrac{U_{аm}}{E_0}(k)$, $\dfrac{I_{аm}}{E_0}(k)$, $\dfrac{t_в}{T}(k)$ для переходного процесса при включении инвертора могут быть вычислены с помощью выражений (3-22), (3-24), (3-26) — (3-31). В этом случае аргументом является номер цикла работы инвертора, а параметрами — величины T/τ и Q. Расчеты показали, что величины $U_{а\,m}$, $I_{а\,m}$, $t_в$ во время переходного процесса плавно нарастают до установившихся значений, не превосходя их ни в одном из циклов. Единственную опасность для устойчивой работы инвертора представляет уменьшение времени выключения $t_в$ до значения $t_{в\,\min}$ при определенных значениях Q и T/τ в первом цикле работы инвертора.

В табл. 3-1 даны значения отношения $t_{в\,\min}/t_в$ и длительности переходного процесса, выраженной числом периодов k'. Переходный процесс считается закончившимся, если максимальное напряжение на анодах тиристоров отличается от установившегося не более чем на 3 %.

Из табл. 3-1 видно, что с уменьшением параметра T/τ увеличиваются величины $U_{а\,m}/E_0$, $I_{а\,m}r'_н/E_0$, $\dfrac{I_{а0}r'_н}{E_0}$, а отношение $I_{а\,m}/I_{а\,0}$ уменьшается, т. е. ухудшается использование тиристоров по напряжению, но улучшается использование по току. Использование тиристоров по мощности с увеличением T/τ улучшается.

Величина $k_в$ при уменьшении T/τ увеличивается, однако уменьшается отношение $t_{в\,\min}/t_в$. Поскольку при этом $k_в$ возрастает значительно быстрее, чем уменьшается $t_{в\,\min}/t_в$, то предельная частота инвертирования, которую может обеспечить рассматриваемый инвертор, увеличивается.

Добротность Q контура $L_а$, C', $r'_н$ в пределах от 0,1 до 0,5 слабо влияет на величины $I_{а\,m}r'_н/E_0$, $I_{а0}r'_н/E_0$, $k_м$ и $k_в$. При значениях добротности $Q>0,5$ влияние ее проявляется сильнее.

С целью уменьшения коммутационных потерь в тиристорах инвертора следует выбирать для практического использования режимы с малыми скачками тока в моменты отпирания и запирания тиристоров (в этих режимах ток в нагрузке близок по форме к синусоидальному). В табл. 3-1 даны значе-

Таблица 3-1

Вычисляемая величина	Q	T/τ					
		2	4	8	12	16	20
$\frac{U_{am}}{E_0}$	0,1	—	8,11	3,75	2,85	2,66	2,60
	0,5	—	6,74	3,43	2,98	3,05	3,04
	1,0	14,2	5,60	3,30	3,16	3,21	3,21
	2,0	10,2	4,43	4,37	3,94	4,00	4,00
$\frac{I_{am} r'_{н}}{E_0}$	0,1	13,0	4,03	1,91	1,51	1,50	1,47
	0,5	13,0	4,03	1,98	1,54	1,50	1,47
	1,0	13,0	4,35	2,28	2,13	1,56	1,50
	2,0	13,0	5,07	4,03	4,05	4,05	4,05
$\frac{I_{a0} r'_{н}}{E_0}$	0,1	7,35	2,37	1,04	0,74	0,71	0,70
	0,5	7,35	2,20	1,03	0,74	0,71	0,70
	1,0	6,03	1,85	0,90	0,74	0,71	0,70
	2,0	6,03	1,20	0,78	0,74	0,71	0,70
$k_{в}$	0,1	0,189	0,141	0,084	0,056	0,041	0,034
	0,5	0,189	0,140	0,082	0,053	0,038	0,031
	1,0	0,189	0,137	0,073	0,043	0,032	0,027
	2,0	0,189	0,130	0,035	0,025	—	—
$\frac{t_{в\,min}}{t_{в}}$	0,1	0,697	0,725	0,775	0,841	0,887	0,900
	0,5	0,698	0,727	0,795	0,878	0,932	0,945
	1,0	0,710	0,757	0,902	1,03	0,983	0,970
	2,0	0,716	0,822	1,00	0,98	0,989	0,989
$k_{м}$	0,1	0,095	0,317	0,763	0,883	0,865	0,838
	0,5	0,131	0,342	0,750	0,873	0,865	0,838
	1,0	0,153	0,313	0,515	0,501	0,467	0,439
	2,0	0,170	0,237	0,192	0,202	0,188	0,172
$\frac{i(\infty)}{I_{am}}$	0,1	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
	0,5	0,975	0,977	0,986	0,993	0,997	0,999
	1,0	0,910	0,710	0,450	0,430	0,420	0,410
	2,0	0,590	0,313	0,340	0,187	0,181	0,173
k'	0,1	—	—	—	—	—	—
	0,5	150	25	2,5	1,5	1	1
	1,0	55	5	1	0,5	0,5	0,5
	2,0	10	2	0,5	0,5	0,5	0,5

ния величины $i(\infty)/I_{am}$, из которых видно, что скачки минимальны при $Q = 1 \div 2$ и $T/\tau = 3 \div 8$. При $Q \geqslant 2$ величины $i(\infty)$ для некоторых значений T/τ становятся отрицательными. Физически это означает, что импульс тока через тиристоры имеет длительность, меньшую половины периода генерируемой частоты. Ток, протекающий через индуктивность $L_{а}$, имеет прерывистый характер. В моменты прекращения тока в цепи возникают паразитные колебания напряжения, которые налагаются на напряжение анода запираемого тиристора. При этом напряжение анод—катод тиристора может стать положительным прежде, чем он выключится, что нарушит устойчивость работы инвертора. Поскольку при $Q \geqslant 2$ существенно уменьшается коэффи-

циент $k_в$ и могут появиться режимы прерывистого тока, особенно при изменяющейся нагрузке, то режимы с такими значениями Q применять не следует.

Из табл. 3-1 видно, что при $Q \leqslant 0,5$ форма тока через тиристоры практически прямоугольна (отношение $I_{а\,m}/I_{а0}$ близко к 2, $i(\infty)/I_{am} \approx 1$). Можно считать, что индуктивность, которая обратно пропорциональна квадрату добротности, в этом случае становится достаточно большой и уже не влияет на форму тока тиристоров. Эти режимы можно отнести к частному случаю — к инвертору с большой индуктивностью $L_а$, анализ которого в установившемся режиме дан выше. Все остальные режимы, когда значение индуктивности влияет на форму тока тиристоров, условно относят к другому случаю — к инвертору с малой индуктивностью $L_а$. Соответственно для оценки переходного процесса в инверторе с большой индуктивностью $L_а$ можно воспользоваться результатами для значений $Q \leqslant 0,5$. Токи и напряжения в схеме во время переходного процесса возрастают монотонно, и единственную опасность для устойчивой работы инвертора представляет уменьшение времени выключения во время первого периода работы. Пользуясь зависимостью для $Q = 0,5$, из табл. 3-1 можно найти это уменьшение $t_{в\,min}/t_в$.

На основании сказанного следует считать, что наибольший практический интерес представляют режимы при параметрах $Q = 1 \div 2$ и $T/\tau = 4 \div 8$. В частности, для режима при $Q = 2$, $T/\tau = 4$ форма тока через тиристор практически синусоидальна. Учитывая возможность отклонений емкости C и индуктивности $L_а$ от номинальных значений, а также нестабильность нагрузки, можно рекомендовать для практического применения в инверторах с малой индуктивностью режимы при $Q = 1,5$ и $T/\tau = 5 \div 7$. Эти режимы свободны от недостатков, свойственных схеме с большой индуктивностью $L_а$ и отмеченных в предыдущем параграфе.

Расчет инвертора на максимальную мощность по заданным параметрам тиристоров, приведенным в § 1-3, и генерируемой частоте $f = 1/T$ удобно производить в следующем порядке:

1. Из соображений, описанных выше, выбирается режим работы инвертора, т. е. значения Q и T/τ.

2. Выбрав время $t_{в\,min}$ не менее величины $t_{в.\,ном}$, по известному отношению $t_в/T$ определяем минимальное значение постоянной времени $\tau = C'r'_н = Cr_н n^2$.

3. Из табл. 3-1 находим отношение $U_{а\,m}/E_0$ для данного режима и, положив $U_{а\,m} = U_{а.\,д}$, определяем напряжение E_0.

4. Таким же образом из табл. 3-1 получаем величины $I_{а\,m}r'_н/E_0$, $I_{а\,0}r'_н/E_0$; принимая $I_{а\,m} = I_{а\,m\,д}$, вычисляем сопротивление $r'_н$ и, зная величину τ, определяем емкость C'.

5. Задаваясь величиной $r_н$, находим коэффициент трансформации n либо, наоборот, через n вычисляем $r_н$.

6. Величину $L_а$ определяем по известной величине Q. Как и ранее, отдаваемую мощность принимаем равной подводимой: $P_{\sim} = P_0 = 2E_0 I_{а\,0}$.

В случае если нагрузка имеет индуктивный или емкостный характер, расчет инвертора производится методом, аналогичным рассмотренному выше для параллельного инвертора с большой индуктивностью $L_а$.

В заключение отметим, что в отличие от параллельного инвертора с большой индуктивностью $L_а$ в инверторе с малой индуктивностью при правильном выборе режима работы ток через тиристоры нарастает плавно и потери при включении меньше. Форма выходного напряжения может быть получена близкой к синусоидальной.

Работа инвертора при изменении нагрузки и выходной частоты. Уже указывалось, что в ряде случаев практического применения инверторов их нагрузка изменяется в процессе работы. Ниже анализируется работа параллельных инверторов с большой и малой индуктивностью дросселя $L_а$ при переменной нагрузке.

В инверторе с большой индуктивностью $L_а$, работающем на чисто активную нагрузку $r_н$, изменение нагрузки ведет к изменению постоянной времени $\tau = n^2Cr_н$. Воспользовавшись зависимостью $\frac{U_{am}}{E_0}\left(\frac{T}{\tau}\right)$ (см. рис. 3-4), нетрудно установить, что с увеличением $r_н$ максимальное напряжение на анодах тиристоров инвертора возрастает, причем тем быстрее, чем больше величина $r_н$. Подставив в выражение (3-2) величину $U_{a\,m}$ из (3-5), получим зависимость для максимального тока через тиристор $I_{a\,m}$:

$$I_{am} = \frac{2E_0\omega C}{\pi} \frac{T/\tau}{1 - \cfrac{1}{\cfrac{T}{4\tau}\,\mathrm{cth}\,\cfrac{T}{4\tau}}}, \tag{3-33}$$

где $\omega = 2\pi/T$ — генерируемая частота.

Расчеты показывают, что в диапазоне изменения нагрузок $r_н$, соответствующем изменению величины T/τ от 4 до 12, ток тиристоров изменяется не более чем на 20 %.

Изменение мощности в нагрузке в первом приближении пропорционально изменению тока источника питания I_0, который для рассматриваемого инвертора равен $i_а$. Поскольку ток $i_а$ оказался практически постоянным в указанном выше диапазоне изменения нагрузки, то постоянна и выходная мощность.

Коэффициент $k_в = t_в/T$, как следует из рис. 3-4, уменьшается с уменьшением нагрузки, что ухудшает частотные свойства инвертора. Так, в диапазоне постоянной выходной мощности $T/\tau = 4 \div 12$ величина $k_в$ изменяется почти в три раза.

Из сказанного следует, что с точки зрения обеспечения постоянной мощности в нагрузке при изменении последней желательно выбирать режим работы инвертора таким образом, чтобы величина T/τ оставалась в пределах от 4 до 12. Устойчивая работа инвертора может быть нарушена при больших сопротивлениях нагрузки из-за возрастания максимального напряжения на анодах тиристоров, а при малых сопротивлениях — из-за уменьшения времени выключения тиристоров $t_в$.

Если нагрузка инвертора имеет реактивный характер — последовательно включены индуктивность и активное сопротивление

или параллельно включены емкость и активное сопротивление, то могут быть рассмотрены три случая ее изменения. В первых двух изменяется только реактивная или активная составляющая нагрузки, а в третьем — обе они одновременно. Во всех трех случаях изменение нагрузки ведет к изменению постоянной времени $\tau = nCr_н$.

Когда нагрузка состоит из индуктивности $L_н$ и активного сопротивления $r_н$ и изменяется индуктивность $L_н$, часть компенсирующей индуктивность емкости $C_н$ добавляется к коммутирующей емкости C (в случае уменьшения $L_н$) и последняя возрастает или, наоборот, часть коммутирующей емкости C добавляется к $C_н$ (в случае увеличения $L_н$) и емкость C уменьшается.

Если нагрузка включает в себя емкость $C_н$ и активное сопротивление $r_н$ и изменяется $C_н$, это ведет к соответствующему изменению коммутирующей емкости C, так как $C_н$ является в рассматриваемом случае составной частью емкости C.

Поскольку изменение как активной, так и реактивной составляющих нагрузки ведет к изменению τ, то для учета влияния нагрузки можно воспользоваться методикой, изложенной выше, с той разницей, что для нахождения тока $i_а$ в случае изменения реактивной составляющей нагрузки удобно пользоваться выражением (3-2), с помощью которого ток может быть получен нормированным относительно $E_0/r'_н$.

В инверторе с малой индуктивностью $L_а$ в случае работы с чисто активной нагрузкой $r_н$ изменение последней ведет к изменению не только постоянной времени $\tau = n^2Cr_н$, но и добротности $Q^2 = r'^2_нC'/L_а = n^4Cr^2_н/(4L_а)$. Значительное увеличение добротности может привести к появлению режимов с прерывистым током, что по причинам, указанным в предыдущем параграфе, нежелательно. Это следует учитывать при проектировании инверторов.

Из табл. 3-1 видно, что при увеличении $r_н$, как и для инвертора с большой индуктивностью $L_а$, максимальное напряжение на анодах тиристоров $U_{а\,m}$ возрастает; однако это возрастание меньше, так как рост напряжения за счет уменьшения параметра T/τ сдерживается из-за увеличения добротности Q.

Анализ показывает, что на некотором участке изменения сопротивления нагрузки $r_н$ токи тиристоров $I_{а\,m}$ и $I_{а0}$ практически постоянны. Для рекомендованных в предыдущем параграфе значений $Q = 1 \div 2$ токи изменяются весьма мало при двукратном изменении сопротивления $r_н$, соответствующем изменению величины T/τ в пределах от 4 до 8. Соответственно мощность на выходе инвертора изменяется также весьма мало.

Коэффициент $k_в$ уменьшается с возрастанием нагрузки, причем при изменении T/τ от 4 до 8 — примерно в два раза. Изменение отношения $t_{в\,min}/t_в$, характеризующего устойчивость работы инвертора при включении, не превышает 30—35 % практически при любом изменении нагрузки.

Как и для инвертора с большой индуктивностью L_a, устойчивая работа может быть нарушена при больших сопротивлениях нагрузки из-за роста величины U_{am}, а при малых сопротивлениях — из-за уменьшения $k_в$ и $t_{в\,min}$.

При реактивной нагрузке влияние ее изменения на работу инвертора может быть оценено с помощью методики, изложенной выше для параллельного инвертора с большой индуктивностью. Единственное отличие состоит в том, что при изменении реактивной или активной составляющей нагрузки изменяется не только постоянная времени τ, но и добротность Q.

До сих пор предполагалось, что генерируемая частота остается при работе инвертора постоянной. Ее можно изменять путем изменения частоты управляющих импульсов. Параметры схемы при этом либо изменяются синхронно с частотой управляющих импульсов, либо остаются постоянными. В первом случае режим работы инвертора сохраняется неизменным, но для изменения параметров схемы требуется введение в нее коммутирующих элементов, увеличивающих габариты и снижающих надежность работы устройства.

Во втором случае изменяется режим работы инвертора. С увеличением частоты или, что то же самое, с уменьшением T/τ напряжение $U_{a\,m}$ и токи через тиристоры возрастают, причем особенно существенно при малых значениях T/τ. Для нахождения зависимости времени выключения $t_в$ от частоты следует нормировать его не относительно периода T, а относительно величины τ, которая остается постоянной при изменении частоты. При добротности $Q<0,7$ зависимость $\frac{t_в}{\tau}\left(\frac{T}{\tau}\right)$ имеет монотонный характер, убывая с увеличением частоты (уменьшением T/τ). Если $Q>0,7$, то зависимость $\frac{t_в}{\tau}\left(\frac{T}{\tau}\right)$ имеет две экстремальные точки. Для среднего из рекомендованных значений $Q = 1,5$ максимальное значение $t_в$ соответствует параметру $T/\tau = 5,0$, а в пределах изменения $T/\tau = 3 \div 9$ величина $t_в$ уменьшается не более чем на 25 %. Уменьшение времени выключения $t_в$ во время первого цикла работы может быть учтено с помощью зависимостей, приведенных в табл. 3-1.

На основании сказанного можно сделать вывод, что для работы в диапазоне частот желательно выбирать параметры схемы таким образом, чтобы величина T/τ изменялась в пределах от 3 до 9, что обеспечивает меньшие изменения времени выключения $t_в$ и, следовательно, бóльшую устойчивость работы инвертора.

3-2. Последовательный инвертор

Схема инвертора. Основное отличие классических схем параллельного и последовательного инверторов заключается в способе включения коммутирующего конденсатора C_1 по отношению к сопротивлению нагрузки. Две базисные схемы последовательных

инверторов изображены на рис. 3-6 (цепь, показанная штриховой линией, отсутствует). Они отличаются друг от друга тем, что в первой напряжение на конденсаторе C_1 имеет постоянную составляющую $E_0/2$, тогда как во второй, симметричной, схеме постоянная составляющая отсутствует ($E_0' = E_0/2$). Рассмотрим принцип действия последовательного инвертора на примере симметричной схемы. При включении тиристора *T1* конденсатор C_1 заряжается от верхнего источника питания напряжением E_0' через цепь L_1, $z_н$, образующую с этим конденсатором колебательный контур. В следующий полупериод работы инвертора открывается тиристор *T2* и конденсатор C_1 перезаряжается через цепь, включающую в себя катушку индуктивности L_2, нижний источник питания и нагрузку $z_н$. В результате через $z_н$ течет знакопеременный ток.

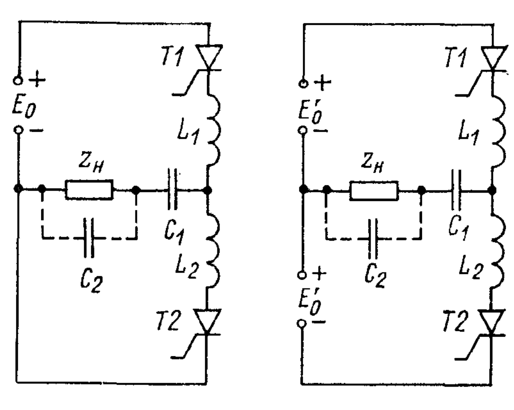


Рис. 3-6. Схемы последовательных инверторов

Выключение проводящего тиристора осуществляется различными способами в зависимости от соотношения генерируемой частоты f, равной частоте повторения управляющих импульсов тиристоров, и собственной частоты f_0 цепи L_1, C_1, $z_н$ (L_2, C_1, $z_н$).

В случае $f_0 > f$, для которого временные диаграммы токов и напряжений приведены на рис. 3-7, ток $i_{а1}$ начинает протекать через тиристор *T1* в момент t_1, течет в течение времени, меньшего половины периода частоты f, и вследствие униполярной проводимости тиристора прекращается в момент t_2 достижения им в процессе колебаний нулевого значения. С этого момента до момента t_3 включения тиристора *T2*, когда через него начинает протекать ток $i_{а2}$, оба тиристора не проводят ток и к аноду тиристора *T1* прикладывается запирающее его отрицательное напряжение конденсатора u_C за вычетом напряжения верхнего источника питания $E_0/2$. После включения тиристора *T2* происходит перезаряд конденсатора. В течение времени $t_4—t_2$ на аноде тиристора *T1* сохраняется отрицательное напряжение $u_{а1}$, и за это время тиристор должен выключиться, т. е. номинальное время выключения тиристора должно удовлетворять неравенству $t_{в.ном} < t_4—t_2$. Такой режим работы — при $f_0 > f$ — называют режимом естественной коммутации тиристоров, поскольку тиристоры выключаются естественным путем вследствие изменения токов и напряжений тиристоров, определяемых параметрами схемы.

При $f > f_0$ необходима искусственная принудительная коммутация тиристоров. Для ее осуществления следует обеспечить индуктивную связь между коммутирующими дросселями L_1 и L_2. Благодаря индуктивно-связанным коммутирующим дросселям про-

исходит переключение тиристоров, несмотря на то, что к моменту открывания одного из них ток через другой продолжает протекать. В момент включения одного из тиристоров на аноде второго возни-

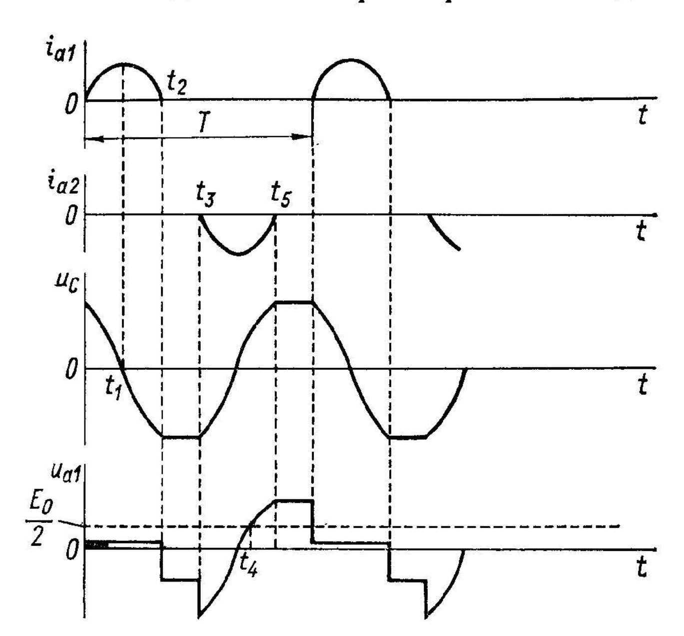


Рис. 3-7. Диаграммы токов и напряжений для последовательного инвертора при $f_0 > f$

кает обратное напряжение, индуктированное в последовательно соединенном с ним коммутирующем дросселе со стороны магнитно-

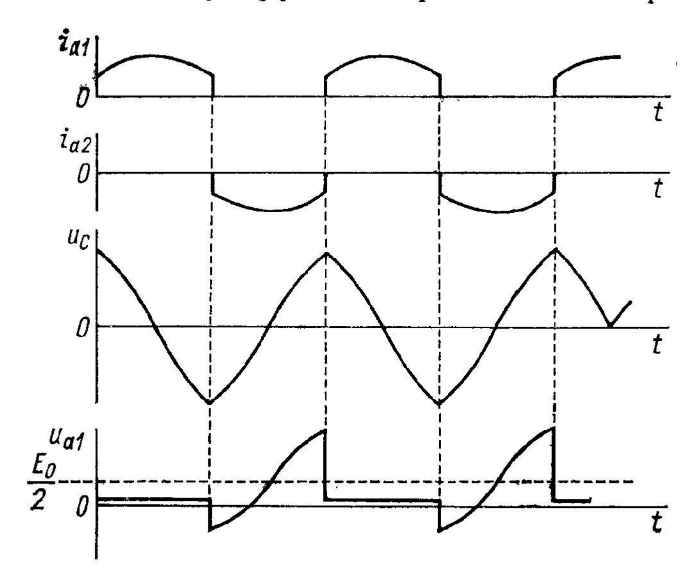


Рис. 3-8. Диаграммы токов и напряжений для последовательного инвертора при $f_0 < f$

связанного с ним другого дросселя, через который протекает изменяющийся ток открытого тиристора. Второй тиристор запирается (отключается) этим индуктированным напряжением, несмотря на то, что к этому моменту ток через него еще протекал. Из условия

сохранения неизменным магнитного потока в общем сердечнике связанных дросселей ток в тиристоре в момент включения скачком возрастает до значения тока, протекающего через другой тиристор в момент отключения.

На рис. 3-8 приведены формы токов обоих тиристоров (i_{a1}, i_{a2}), напряжения на конденсаторе u_C и на аноде одного из тиристоров u_{a1}. Как видим, токи тиристоров последовательного инвертора в режиме принудительной коммутации по форме близки к прямоугольным, как и в схеме параллельного инвертора с большой индуктивностью анодного дросселя. Такой инвертор имеет рассмотренные ранее недостатки параллельного инвертора с большой индуктивностью дросселя L_a (из-за прямоугольной формы крутизна нарастания тока через тиристоры оказывается большой, что ограничивает амплитуду тока через них и снижает получаемую от инвертора мощность). Поскольку индуктивности дросселей L_1, L_2 должны быть достаточно велики, габариты последних мало отличаются от габаритов трансформатора в параллельном инверторе (см. рис. 3-1).

Преимущества последовательного инвертора проявляются в режиме естественной коммутации тиристоров, когда индуктивности L_1, L_2 достаточно малы и не связаны между собой. Контуры L_1, C_1, $z_н$ и L_2, C_1, $z_н$ не должны быть апериодическими, иначе ток тиристоров не будет изменять своего направления и процесс естественной коммутации станет невозможен.

Теоретический анализ и расчет схемы. Рассмотрим основные уравнения последовательного инвертора на примере симметричной схемы, полагая, что сопротивление $z_н$ чисто активное и равно $r_н$. Индуктивности L_1, L_2 равны L, и оба тиристора инвертора работают в одинаковых условиях.

Ранее говорилось, что при включении тиристора *T1* в момент $t = 0$ начинается заряд емкости C_1 через цепь $r_н$, L_1 от верхнего источника питания $E_0/2$. С помощью теоремы об эквивалентном генераторе напряжения цепь заряда может быть заменена последовательно соединенными эквивалентным генератором напряжения, индуктивностью L, емкостью C_1 и нагрузкой $r_н$. Эквивалентная ЭДС равна напряжению на аноде тиристора u_{a1} в момент $t = 0$, т. е. величине U_{am}, и представляет собой сумму напряжения источника питания $E_0/2$ и начального напряжения на емкости $u_C|_{t=0}$:

$$u_{a1}|_{t=0} = U_{am} = E_0/2 + u_C|_{t=0}. \tag{3-34}$$

Лапласово преобразование для тока тиристора i_a имеет вид

$$Z[i_a(t)] = \frac{Z[U_{am}]}{Z(p)} = \frac{U_{aм}}{p}\frac{1}{pL + \frac{1}{pC_1} + r_н} =$$

$$= \frac{U_{am}}{\omega_0 L}\frac{\omega_0}{\left[(p+\alpha)^2 + \omega_0^2\right]}, \tag{3-35}$$

где $L = L_1 = L_2$; $\alpha = r_н/(2L)$ — коэффициент затухания; $\omega_0 =$

$=\sqrt{1/(LC_1)-\alpha^2}$ — частота свободных колебаний контура L, C_1, $r_н$.

Используя обратное преобразование Лапласа, получим выражение для тока

$$i_а(t)=i_н(t)=\frac{U_{am}}{\omega_0 L}e^{-\alpha t}\sin\omega_0 t. \qquad (3\text{-}36)$$

Напряжение u_L на индуктивности L_1 равно

$$u_L(t)=L\frac{di_а(t)}{dt}=\frac{U_{am}}{\omega_0}e^{-\alpha t}(\omega_0\cos\omega_0 t-\alpha\sin\omega_0 t). \qquad (3\text{-}37)$$

В момент $t_2=\pi/\omega_0$ ток $i_а$ прекращается. Напряжение на индуктивности L_1 в момент окончания тока равно $u_L|_{t=t_2=\pi/\omega_0}$, а напряжение на аноде скачком изменяется на такую же величину и остается неизменным до момента t_3 включения тиристора $T2$ (см. рис. 3-7):

$$u_{a1}|_{t=t_3}=u_L|_{t=t_2=\pi/\omega_0}=-U_{am}e^{-\pi\alpha/\omega_0}. \qquad (3\text{-}38)$$

Для тиристора $T2$ момент $t=t_3$ является начальным и напряжение на его аноде в установившемся режиме должно быть таким же, как у тиристора $T1$ в момент $t=0$. При выключенных тиристорах получаем

$$u_{a2}|_{t=t_3}=E_0-u_{a1}|_{t=t_3}=u_{a1}|_{t=0}. \qquad (3\text{-}39)$$

Подставляя в уравнение (3-39) значения $u_{a1}|_{t=0}$ из выражения (3-34) и $u_{a1}|_{t=t_3}$ из (3-38), можно найти

$$U_{am}=\frac{E_0}{1-e^{-\pi\alpha/\omega_0}}=\frac{E_0}{1-e^{-\pi/2\sqrt{Q^2-1/4}}}, \qquad (3\text{-}40)$$

где $Q^2=L/\left(C_1 r_н^2\right)$ — добротность контура L, C_1, $r_н$ на частоте его собственных колебаний ω_0.

Постоянная составляющая тока тиристора определяется по известной формуле

$$I_{a0}=\frac{1}{T}\int_0^{t_2} i_а(t)\,dt=\frac{U_{am}(1+e^{-\alpha t_2})}{TL\left(\alpha^2+\omega_0^2\right)}=\frac{U_{am}C_1\left(1+e^{-\pi/2\sqrt{Q^2-1/4}}\right)}{T}. \qquad (3\text{-}41)$$

Из выражения (3-37) видно, что производная тока $i_а$ обращается в нуль в момент $t=t_м=\frac{\operatorname{arctg}(\omega_0/\alpha)}{\omega_0}$. Вводя безразмерное время $\tau=\omega_0 t$, получим

$$\tau_м=\omega_0 t_м=\operatorname{arctg}2\sqrt{Q^2-1/4}.$$

Отсюда максимальное значение тока

$$I_{am}=i_a(t_м)=\frac{U_{am}}{\omega_0 L}e^{-\alpha t}\sin\omega_0 t_м=U_{am}\sqrt{\frac{C}{L}e^{-\frac{\operatorname{arctg}2\sqrt{Q^2-1/4}}{2\sqrt{Q^2-1/4}}}}. \tag{3-42}$$

На повышенных частотах значение тока через тиристоры может ограничиваться допустимой скоростью нарастания его, т. е. крутизной. Последняя максимальна в момент $t=0$ и согласно выражению (3-36) равна

$$S_{i\,\max}=\left.\frac{di_a(t)}{dt}\right|_{t=0}=\left.\frac{1}{L}u_L\right|_{t=0}=\frac{U_{am}}{L}. \tag{3-43}$$

В течение времени от t_3 до t_5 (см. рис. 3-7) емкость C_1 перезаряжается через тиристор $T2$. При этом существует зависимость $u_{a1}=E_0-u_L$. Из-за равенства $L_1=L_2=L$ напряжение на индуктивности L_2 в интервале времени t_3—t_5 идентично напряжению на индуктивности L_1 в интервале от нуля до t_2. Отрезок времени $t_{3,4}=t_3-t_4$, когда напряжение на аноде тиристора отрицательно, определяется из условия $u_L=E_0$, которое на основании выражений (3-37) и (3-40) может быть представлено в виде

$$e^{-\tau_{3,4}/2\sqrt{Q^2-1/4}}\left(\cos\tau_{3,4}-\frac{1}{2\sqrt{Q^2-1/4}}\sin\tau_{3,4}\right)=1-e^{-\pi/2\sqrt{Q^2-1/4}}, \tag{3-44}$$

где $\tau_{3,4}=(t_4-t_3)\,\omega_0$.

Момент t_4 определяется из условия $u_{a1}=0$ или $u_L=E_0$. Решив это уравнение, можно найти зависимость величин

$$\tau_{3,4}=\omega_0 t_{3,4}=\gamma\omega t_{3,4} \text{ и } t_{3,4}/T_0=\omega_0 t_{3,4}/(2\pi) \tag{3-45}$$

от параметров Q и γ, где $\gamma=\omega_0/\omega$; $T_0=2\pi/\omega_0$.

Отрицательное напряжение на аноде тиристоров сохраняется не только в течение времени $t_{3,4}$, но и от момента времени t_2 до момента t_3. Этот отрезок времени $t_{2,3}=t_3-t_2$ определяется выражением

$$t_{2,3}=\frac{T}{2}-\frac{T_0}{2}=\frac{\gamma-1}{2\gamma}. \tag{3-46}$$

С помощью выражений (3-45) и (3-46) находим коэффициент $k_в$:

$$k_в=\frac{t_в}{T}=\frac{t_{3,4}}{T}+\frac{t_{2,3}}{T}=\frac{1}{\gamma}\left(\frac{t_{3,4}}{T_0}+\frac{\gamma-1}{2}\right). \tag{3-47}$$

При включении инвертора нарастание максимальных значений тока через тиристоры и напряжения на них, как показывают расчеты, происходит монотонно и не может привести к нарушению устойчивости работы инвертора. Поэтому для обеспечения устойчивой работы достаточно учитывать уменьшение времени выключения $t_в$ в течение переходного процесса. Поскольку минимальное время $t_{в\,\min}$, предоставляемое для выключения тиристора, как показали

вычисления, имеет место в первом периоде работы инвертора, то его и следует определить ($t_{\text{в min}} = t_{\text{в }1}$). Для этого найдем напряжение на аноде тиристора $T1$ в момент его запирания во время первого периода работы инвертора. Это можно сделать с помощью выражения (3-38), учитывая, что вместо величины $U_{\text{а }m}$ следует подставить $E_0/2$:

$$u_{\text{а}1}\big|_{t=t_3} = -\frac{E_0}{2} e^{-\alpha\pi\,\omega_0}. \tag{3-48}$$

Затем, используя зависимость $u_{\text{а}2}\big|_{t=t_3} = E_0 - u_{\text{а}1}\big|_{t=t_3}$ и выражения (3-37), (3-38), определим

$$u_L = L\frac{di_{\text{а}}}{dt} = \left(E_0 + \frac{E_0}{2} e^{-\alpha\pi/\omega_0}\right) e^{-\alpha t}\left(\cos\omega_0 t - \frac{\alpha}{\omega_0}\sin\omega_0 t\right). \tag{3-49}$$

Для момента $t = t_4$ имеем $u_{\text{а}1}\big|_{t=t_4} = E_0 - u_L\big|_{t=t_4} = 0$, и, следовательно, с помощью выражения (3-49) можно получить уравнение для определения безразмерного времени $\tau_{3,4} = (t_4 - t_3)\,\omega_0$ в первом периоде:

$$1 - \left(1 + \frac{1}{2} e^{-\pi/2\sqrt{Q^2 - 1/4}}\right) e^{-\frac{\tau_{3,4}}{\sqrt{Q^2-1/4}}}\left(\cos\tau_{3,4} - \frac{1}{2\sqrt{Q^2 - 1/4}}\sin\tau_{3,4}\right) = 0. \tag{3-50}$$

Величину $t_{\text{в min}}$ легко определить в функции параметров Q и γ на основании выражения (3-47).

Учитывая, что в общем виде напряжение на аноде первого тиристора в момент его включения, соответствующий началу периода работы инвертора, определяется выражением

$$u_{\text{а}1}\big|_{t=0} = E_0 - u_{\text{а}2}\big|_{t=t_5} = E_0 - u_L\big|_{t=t_5},$$

а напряжение на аноде второго тиристора в момент его включения, соответствующий середине периода работы инвертора,— выражением

$$u_{\text{а}2}\big|_{t=t_3} = E_0 - u_{\text{а}1}\big|_{t=t_3} = E_0 - u_L\big|_{t=t_2},$$

и используя выражения (3-37), (3-38), (3-48), получим рекуррентную формулу для определения максимального напряжения на анодах тиристоров в течение переходного процесса:

$$\frac{U_{\text{а }m\,(k)}}{E_0} = 1 + U_{\text{а }m\,(k-1)}\, e^{-\pi\,2\sqrt{Q^2 - 1/4}}, \tag{3-51}$$

где $U_{\text{а }m\,(k)}$ — максимальное напряжение на аноде тиристора для k-го полупериода. В частности, для первого полупериода $U_{\text{а }m\,(k)}/E_0 = 0{,}5$.

Длительность переходного процесса в периодах k' в зависимости от добротности Q легко оценить с помощью выражения (3-51). Вычисления показывают, что число k' с достаточной степенью точности равно добротности Q.

Анализ полученных результатов показывает, что с увеличением добротности Q ухудшается использование тиристоров и по току и по напряжению. Коэффициент использования тиристора по мощности можно определить с учетом выражений (3-40), (3-41), (3-42):

$$k_{\text{м}} = 4\,\frac{E_0 I_{\text{a}\,0}}{U_{\text{a}m}\,I_{\text{a}m}} = \frac{1 - e^{-\pi\sqrt{Q^2-1/4}}}{\pi\left(\dfrac{1}{4Q^2-1}\right) e^{-\frac{\tau_{\text{м}}}{2\sqrt{Q^2-1/4}}}\sin\tau_{\text{м}}}. \qquad (3\text{-}52)$$

Вычисленные величины $k_{\text{в}}$, $t_{\text{в min}}/t_{\text{в}}$, $k_{\text{м}}$ приведены в табл. 3-2. Выражения для остальных величин, определяющих режим работы инвертора, достаточно просты и не требуют предварительных вычислений.

Таблица 3-2

Вычисляемая величина	Q	γ				
		1,0	1,2	1,5	2,0	5,0
$k_{\text{в}}$	1	0,016	0,095	0,176	0,253	0,397
	2	0,090	0,160	0,228	0,297	0,426
	3	0,138	0,203	0,261	0,302	0,437
	5	0,185	0,235	0,288	0,342	0,447
	10	0,210	0,260	0,360	0,360	0,457
$\dfrac{t_{\text{в min}}}{t_{\text{в}}}$	1	0,810	0,951	0,985	1,000	1,000
	2	0,643	0,849	0,900	0,935	0,964
	3	0,555	0,761	0,830	0,886	0,948
	5	0,506	0,682	0,771	0,859	0,947
	10	0,525	0,676	0,768	0,863	0,962
$k_{\text{м}}$	1	0,477	0,417	0,335	0,250	0,100
	2	0,355	0,302	0,242	0,181	0,073
	3	0,260	0,218	0,174	0,132	0,053
	5	0,172	0,144	0,115	0,086	0,034
	10	0,092	0,080	0,066	0,047	0,025

Величина $k_{\text{в}}$, являющаяся частотным критерием инвертора, увеличивается с ростом Q, причем особенно существенно при $Q = 1 \div 3$. Зависимость $t_{\text{в min}}/t_{\text{в}}$ от параметров Q и γ показывает, что чем меньше Q и больше γ, тем меньше отличается $t_{\text{в min}}$ от времени выключения в установившемся режиме.

На основании сказанного можно сделать вывод, что на низких частотах, где нетрудно получить $t_{\text{в min}}$ больше номинального времени выключения тиристоров $t_{\text{в. ном}}$, следует выбирать добротность $Q = 1 \div 2$, при которой значения $k_{\text{м}}$ возрастают. Однако с ростом генерируемой частоты величину Q нужно выбирать большей, чтобы обеспечить бóльшие значения $t_{\text{в min}}$.

Увеличение параметра γ более 1,5 ведет к значительному увеличению искажений выходного напряжения из-за прерывистости тока тиристоров.

Расчет инвертора на максимальную мощность по заданным параметрам тиристоров, приведенным в § 1-3, и частоте колебаний в нагрузке $f = 1/T$ удобно производить в следующем порядке:

1. Из соображений, приведенных выше, и из условия $t_{\text{в min}} \geqslant t_{\text{в. ном}}$ выбираем режим работы инвертора (т. е. величины Q и γ).

2. С помощью формулы (3-40) находим E_0 по известному значению $U_{\text{а. д}}$.

3. Поскольку величина f задана, а Q и γ определены при выборе режима работы, то находим собственную частоту $\omega_0 = \omega\gamma$ контура $LC_1r_{\text{н}}$, затухание $\alpha = \sqrt{\omega_0^2/(4Q^2-1)}$ и произведение LC_1.

4. По одной из формул (3-42) или (3-43) найдем либо величину C_1, либо $\sqrt{L/C_1}$, зная которые, вычисляем L и $r_{\text{н}}$. Выбор той или иной формулы определяется тем, какая величина ограничивает использование тиристоров инвертора: $I_{\text{а}\,m\,\text{д}}$ или $S_{i\text{д}}$.

Если нагрузка инвертора имеет активно-индуктивный или активно-емкостный характер, то в первом случае индуктивность становится частью индуктивности L коммутирующего контура, а во втором инвертор преобразуется в последовательно-параллельный, рассматриваемый в следующем параграфе. Реактивная составляющая нагрузки может быть также компенсирована реактивностью противоположного знака, в результате чего инвертор становится резонансным (описан ниже, в гл. 5).

В ряде практических случаев получила распространение мостовая схема последовательного инвертора, две модификации которой изображены на рис. 3-9.

С помощью эквивалентных преобразований, представленных на рис. 3-10, можно показать, что мостовые схемы эквивалентны полумостовым схемам, изображенным на рис. 3-6. Из сравнения мостовых и полумостовых схем следует, что для получения одинаковых мощностей в нагрузках $r'_{\text{н}}$ и $r''_{\text{н}}$ при неизменном напряжении источника питания E_0 необходимо положить $C'_1 = C''_1 = C_1/4$; $L' = 2L'' = 4L$; $r'_{\text{н}} = r''_{\text{н}} = 4r_{\text{н}}$. При этом в мостовых схемах токи через каждый тиристор уменьшаются вдвое, а максимальное напряжение на аноде тиристора, ток, потребляемый от источника питания E_0, и, следовательно, потребляемая мощность останутся неизменными.

Сравнивая схемы, изображенные на рис. 3-9, следует отметить, что поскольку они эквивалентны схемам на рис. 3-6, им соответственно присущи недостатки и положительные качества последних. В первой схеме рис. 3-9 максимальное напряжение на анодах тиристоров выше, чем во второй схеме, а схемное время выключения несколько больше.

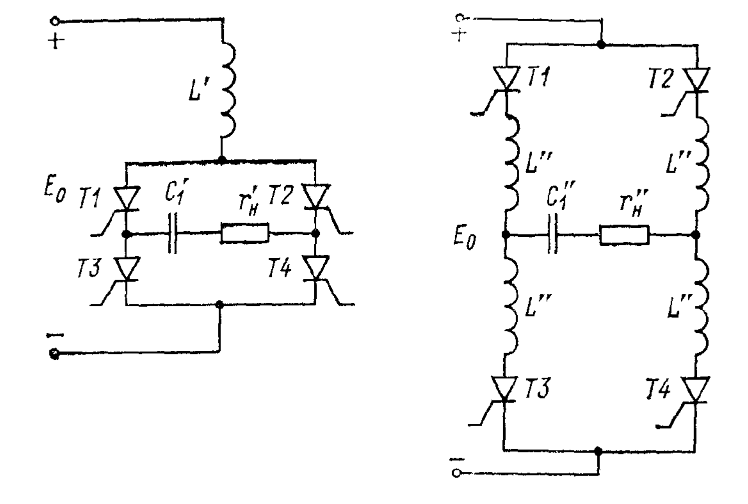


Рис. 3-9. Мостовые схемы последовательных инверторов

Рис. 3-10. Эквивалентные преобразования схем последовательных инверторов

Работа инвертора при изменении нагрузки и выходной частоты. У последовательного инвертора при чисто активной нагрузке $r_н$ добротность Q контура L, C_1, $r_н$ изменяется обратно пропорционально нагрузке. Величины U_{am}, I_{am}, I_{a0}, $S_{t\,max}$ увеличиваются с уменьшением $r_н$. Если пренебречь потерями в инверторе, то получим $P_{\sim} = P_0$ и изменение мощности в нагрузке будет прямо пропорционально изменению тока I_{a0}, а следовательно, мощность $P_{\sim}$ будет возрастать с уменьшением $r_н$.

Из табл. 3-2 следует, что у последовательного инвертора отношение $k_в t_{в\,min}/t_в$ уменьшается с уменьшением добротности.

На основании сказанного можно сделать вывод, что устойчивость последовательного инвертора может быть нарушена при малых $r_н$ из-за роста токов и напряжений, а при больших $r_н$ — из-за уменьшения минимального схемного времени выключения тиристоров.

Если нагрузка инвертора имеет реактивный характер — последовательно включены индуктивность $L_н$ и активное сопротивление $r_н$ или параллельно включены емкость $C_н$ и активное сопротивление $r_н$, то, как и в предыдущем параграфе, следует рассматривать два возможных варианта работы: а) с индуктивно-активной нагрузкой; б) с емкостно-активной нагрузкой.

Для первого варианта работы при изменении индуктивности $L_н$, являющейся частью индуктивности коммутирующего контура L, изменяются добротность $Q = L/(C_1 r_н^2)$ и коэффициент $\gamma = \omega_0/\omega$. Так, например, при увеличении индуктивности величина Q возрастает, а γ уменьшается. Рост индуктивности $L_н$ ведет к уменьшению величины $k_в t_{в\,min}/t_в$ (табл. 3-2) в основном за счет уменьшения отношения $t_{в\,min}/t_в$ и увеличению величин $U_{a\,m}$, $I_{a\,m}$, $I_{a\,0}$, $P_{\sim}$, $S_{t\,max}$. [см. выражения (3-40), (3-42), (3-43)]. Если одновременно изменяются величины $L_н$ и $r_н$, например увеличиваются, то величина Q изменяется в ту же сторону, а γ — в обратную. Однако изменение Q происходит более медленно, чем при изменении одной индуктивности $L_н$. Интересующие нас величины $k_в t_{в\,min}/t_в$, $U_{a\,m}$, $I_{a\,m}$, $I_{a\,0}$, $S_{t\,max}$, $P_{\sim}$ изменяются принципиально так же, как в случае, когда меняется только величина $L_н$. В случае возрастания $L_н$ и уменьшения $r_н$ или наоборот, добротность Q изменяется мало, так как влияние изменений $L_н$ и $r_н$ имеет взаимно обратный характер. Изменения величин $U_{a\,m}$, $I_{a\,m}$, $I_{a\,0}$, $P_{\sim}$, $S_{t\,max}$, $k_в t_{в\,min}/t_в$ могут быть найдены, как и раньше, с помощью выражений (3-40), (3-42), (3-43) и табл. 3-2. Первые пять величин изменяются мало, так как мало меняется добротность Q, величина $k_в t_{в\,min}/t_в$ — более значительно, что обусловлено ее зависимостью от параметра γ. Таким образом, для последовательного инвертора с индуктивно-активной нагрузкой при росте как реактивной составляющей $L_н$, так и обеих составляющих $L_н$, $r_н$ одновременно устойчивость работы ограничена уменьшением минимального схемного времени выключения и ростом токов и напряжений тиристоров.

При втором варианте работы последовательный инвертор превращается в последовательно-параллельный, и анализ его производится в следующем параграфе.

Изменение выходной частоты инверторов осуществляется, как обычно, посредством изменения частоты управляющих импульсов тиристоров. Это ведет к изменению отношения частот γ. Величины $I_{а\,m}$, $S_{i\,\max}$, $U_{а\,m}$ от γ не зависят и, следовательно, при изменении выходной частоты не изменяются. Ток $I_{а\,0}$, а при принятых ранее приближениях и мощность в нагрузке $P_{\sim}$ обратно пропорциональны величине γ. Увеличение генерируемой частоты вызывает уменьшение отношения $k_в t_{в\,\min}/t_в$, и, если это не учтено, устойчивая работа инвертора может быть нарушена. Характер изменения этого отношения может быть найден с помощью табл. 3-2.

3-3. Последовательно-параллельный инвертор

Схема инвертора. Основные схемы последовательно-параллельного инвертора отличаются от схем последовательного инвертора только включением параллельно нагрузке дополнительного конденсатора C_2 (штриховые линии на рис. 3-6). У параллельно-последовательных инверторов конденсатор C_2 включается параллельно цепи, состоящей из конденсатора C_1 и нагрузки. По своим характеристикам эти инверторы похожи на последовательно-параллельные и поэтому здесь не рассматриваются. Принцип действия последовательно-параллельного и последовательного инверторов одинаков. По тем же причинам, что и для последовательного инвертора, у последовательно-параллельного наибольший интерес представляет режим с естественным выключением тиристоров, когда имеется соотношение $f_1 > f$ (f_1 — собственная частота цепи L, C_1, C_2, $z_н$). Рассмотрим работу инвертора в указанном режиме на примере симметричной схемы с двумя источниками питания (см. рис. 3-6), полагая, что сопротивление нагрузки $z_н$ чисто активное ($z_н = r_н$).

Теоретический анализ и расчет схемы. Если один из тиристоров *Т1* или *Т2* включен, то схему инвертора можно заменить эквивалентной, как показано на рис. 3-11 [32]. Начальные напряжения на емкостях C_1 и C_2 учитываются введением генераторов напряжения U_1 и U_2, причем генератор U_1 можно объединить с источником напряжеиия E_0'. Заменяя полученные генераторы напряжения генераторами тока, переходим к эквивалентной схеме на рис. 3-12, для которой Лапласово преобразование для суммарного эквивалентного генератора тока $i_э$ имеет вид

$$I_э(p) = \frac{E_0/2 + U_1}{p\left(\frac{1}{pC_1} + pL\right)} - U_2 C_2. \tag{3-53}$$

Лапласовы преобразования для напряжения на нагрузке $u_н$ и тока через тиристор $i_а$ соответственно имеют вид

$$U_н(p)=\frac{I_э(p)}{Z(p)}=\frac{\dfrac{E_0/2+U_1}{p\,[1/(pC_1)+pL]}-U_2C_2}{\dfrac{1}{1/(pC_1)+pL}+pC_2+\dfrac{1}{r_н}}; \qquad (3\text{-}54)$$

$$I_а(p)=\frac{L\,(E_0/2+U_1)-L\,(u_н)}{1/(pC_1)+pL}= \qquad (3\text{-}55)$$

$$=A\,\frac{p+a}{p^3+bp^2+cp+d},$$

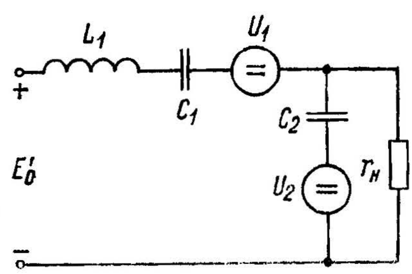


Рис. 3-11. Эквивалентная схема последовательно-параллельного инвертора с генераторами напряжения

Рис. 3-12. Эквивалентная схема последовательно-параллельного инвертора с генератором тока

где $$A=\sqrt{\frac{C_1}{L}}\left(\frac{E_0}{2}+U_1+U_2\right)\frac{\omega_0}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}};$$

$$a=\frac{E_0/2+U_1}{E_0/2+U_1+U_2}\,\frac{\varepsilon Q\omega_0}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}};\qquad b=\frac{\varepsilon Q\omega_0}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}};$$

$$c=(1+\varepsilon)\,\frac{\omega_0^2}{1-1/(4Q^2)};\qquad d=\frac{\varepsilon Q\omega_0^3}{[1-1/(4Q^2)]^{\frac{3}{2}}}.$$

В выражениях для A, a, b, c, d фигурируют величины: резонансная частота $\omega_0=\sqrt{1/(C_1L)-r_н^2/(4L^2)}$ последовательного контура L, C_1, $r_н$, добротность этого контура на резонансной частоте $Q=\sqrt{L/C_1}/r_н$, отношение емкостей $\varepsilon=C_1/C_2$.

Чтобы получить обратное преобразование Лапласа для тока $i_а$, следует найти корни кубического уравнения. Это можно сделать с помощью формулы Кардана, причем для обеспечения режима естественного выключения тиристоров следует выбирать случай, когда один из корней p_1 — вещественный, а два других $p_{2,3}=$

$= x \pm jy$ — комплексно-сопряженные. В этом случае контур L, C_1, C_2, $r_н$ неапериодический, токи тиристоров имеют форму, близкую к синусоидальной, и тиристоры запираются в моменты равенства токов нулю.

Используя безразмерное время $\tau = \omega t$ и отношение частот $\gamma = \omega_0/\omega$, получим выражение для тока $i_а$ в форме

$$i_а(\tau) = \frac{E_0/2}{\sqrt{L/C_1}} \frac{A_1 e^{\gamma x \tau}}{y^2 + (3x + b_1)^2} \left\{(a_1 - 2x - b_1) e^{-(3x+b_1)\gamma\tau} + \right.$$

$$\left. + \left[\frac{y^2 + (3x + b_1)(a_1 + x)}{y} \sin \gamma y \tau + (2x + b_1 - a_1) \cos \gamma y \tau\right]\right\}, \tag{3-56}$$

где

$$x = -\frac{W + V}{2} - \frac{b_1}{3}; \qquad y = \frac{(W - V)\sqrt{3}}{2};$$

$$W = \sqrt[3]{-q + \sqrt{D}}; \qquad V = \sqrt[3]{-q - \sqrt{D}};$$

$$q = \frac{\varepsilon Q}{[1 - 1/(4Q^2)]^{\frac{3}{2}}} \frac{2\varepsilon^2 Q^2 - 9\varepsilon + 18}{54};$$

$$D = \frac{\varepsilon^4 Q^4 - \left(\frac{\varepsilon^4}{4} + 5\varepsilon^3 - 2\varepsilon^2\right) Q^2 + \varepsilon^3 + 3\varepsilon^2 + 3\varepsilon + 1}{27[1 - 1/(4Q^2)]};$$

$$a_1 = \frac{1 + U_1/E_0}{1 + 2U_1/E_0 + 2U_2/E_0} \frac{\varepsilon Q}{\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}};$$

$$b_1 = \frac{Q\varepsilon}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}; \qquad A_1 = \frac{1 + 2U_1/E_0 + 2U_2/E_0}{\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}}.$$

Постоянная составляющая тока тиристора определяется зависимостью

$$I_{а0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\tau_1} i_а(\tau)\, d\tau, \tag{3-57}$$

где τ_1 — длительность импульса тока, протекающего через тиристор, в единицах безразмерного времени, которая является первым корнем уравнения $i_а(\tau_1) = 0$, исключая тривиальное решение $\tau_1 = 0$.

Дифференцируя выражение (3-56) по τ и приравнивая его нулю, получаем уравнение для определения относительного времени $\tau_м$,

когда ток $i_а$ достигает максимального значения $I_{а\,m}$:

$$(b_1+2x)(b_1+2x-a_1)e^{-(3x+b_1)\gamma\tau_м}+\left[\frac{y^2+(3x+b_1)(a_1+x)}{y}\times\right.$$

$$\left.\times x-y(2x+b_1-a_1)\right]\sin\gamma y\tau_м+[y^2+$$

$$+(2x+b_1-a_1)x+(3x+b_1)(a_1+x)]\cos\gamma y\tau_м=0. \qquad (3\text{-}58)$$

Подставляя $\tau_м$ в (3-56), находим $I_{а\,m}$.

При работе инвертора на повышенных частотах значение тока через тиристор иногда ограничивается допустимой скоростью его нарастания, т. е. крутизной. Поскольку форма тока, как и в последовательном инверторе, близка к синусоидальной, крутизна максимальна при $t = 0$ и согласно выражению (3-56) определится зависимостью

$$S_{i\,\max}=\left.\frac{di_а}{dt}\right|_{t=0}=\omega\frac{E_0/2}{\sqrt{L/C}}\times$$

$$\times[y^2+(3x+b_1)(a_1+x)-(3x+b_1)(a_1-2x-b_1)]. \qquad (3\text{-}59)$$

Напряжение на аноде запертого тиристора в тот период времени, когда другой тиристор открыт, равно разности между напряжением источника питания и напряжением на индуктивности L, соединенной с открытым тиристором. В любой (k-й) полупериод генерируемой частоты это напряжение достигает максимального значения $U_{а\,mk}$ (как в случае переходного процесса при включении инвертора, так и во время установившегося режима) в момент окончания перезаряда емкостей C_1, C_2, т. е. в момент τ_1 окончания тока через ранее открытый тиристор. Отсюда получаем

$$U_{а\,mk}=E_0-\omega L\frac{di_а(\tau_1)}{d\tau}. \qquad (3\text{-}60)$$

Как и для последовательного инвертора, схемное время выключения $t_в$ состоит из двух частей: $t_{2,3}$ и $t_{3,4}$ (см. рис. 3-7). В течение первой части оба тиристора инвертора ток не проводят. Длительность ее в безразмерном времени равна $\tau_{2,3} = \omega t_{2,3} = \pi-\tau_1$. Во время второй части обратное напряжение на аноде тиристора изменяется от значения, соответствующего моменту включения второго тиристора, до нуля и определяется из уравнения $u_а(\tau_{0,1}) = 0$.

В результате относительное время выключения для любого k-го полупериода генерируемой частоты определяется из выражения

$$\frac{t_{в\,k}}{T}=\frac{\tau_{2,3\,k}+\tau_{3,4\,k}}{2\pi}=\frac{\tau_{3,4k}+\pi-\tau_{1\,k}}{2\pi}, \qquad (3\text{-}61)$$

где $\tau_{3,4\,k} = \omega t_{3,4\,k}$ находится как первый корень уравнения $u_а(\tau) = 0$ для k-го полупериода, а $\tau_{1\,k} = \omega t_{1\,k}$ — время, в течение которого тиристор проводит ток в k-м полупериоде работы генератора. Величина $\tau_{1\,k}$ находится как первый корень уравнения $i_а(\tau_{1\,k}) = 0$. В это уравнение входят начальные напряжения $U_{1\,k}$

Вычисляемая величина	Q	ε					
		0,3	0,5	0,7	1,0	2,0	20
$\frac{U_{am}}{E_0}$	1	3,31	2,52	2,28	2,03	1,62	1,37
	3	3,88	3,22	2,95	2,74	2,56	2,50
	5	4,60	4,18	3,94	3,85	3,72	3,65
	10	6,89	6,80	6,70	6,62	6,58	6,55
$\frac{I_{am}}{E_0}\sqrt{\frac{L}{C_1}}$	1	2,31	1,53	1,30	1,05	0,87	0,65
	3	2,98	2,39	2,19	2,06	1,98	1,90
	5	3,77	3,43	3,28	3,20	3,13	3,08
	10	6,40	6,15	6,07	6,04	6,02	6,00
$\frac{\gamma I_{a0}}{E_0}\sqrt{\frac{L}{C_1}}$	1	0,57	0,39	0,30	0,25	0,22	0,19
	3	0,82	0,72	0,66	0,61	0,59	0,58
	5	1,12	1,06	1,01	0,98	0,97	0,96
	10	1,99	1,93	1,90	1,89	1,88	1,87
$\frac{S_{i\,max}}{\omega_0 E_0}\sqrt{\frac{L}{C_1}}$	1	5,50	4,50	3,90	3,50	2,85	2,60
	3	6,60	5,45	5,00	4,80	4,80	4,80
	5	8,35	7,50	7,15	7,10	7,10	7,10
	10	13,5	13,0	12,9	12,9	12,9	12,9
$k_в$	1	0,286	0,255	0,223	0,198	0,155	0,035
	3	0,227	0,210	0,195	0,181	0,160	0,150
	5	0,221	0,210	0,200	0,196	0,193	0,191
	10	0,228	0,220	0,218	0,218	0,218	0,218
$\frac{t_{в\,min}}{t_в}$	1	0,75	0,82	0,89	0,94	0,94	0,71
	3	0,63	0,64	0,64	0,64	0,58	0,52
	5	0,57	0,57	0,57	0,57	0,54	0,52
	10	0,55	0,55	0,55	0,55	0,54	0,52
$k_м$	1	0,144	0,191	0,210	0,228	0,286	0,421
	3	0,141	0,178	0,197	0,209	0,223	0,252
	5	0,134	0,149	0,156	0,160	0,164	0,170
	10	0,088	0,090	0,092	0,093	0,094	0,095
k'	1	4,0	3,5	3,0	3,0	2,5	2,0
	3	5,5	5,0	5,0	4,5	4,5	4,5
	5	6,5	6,5	6,5	6,5	6,5	6,5
	10	10	10	9,5	9,5	9,5	9,5

и U_{2k} на емкостях C_2, C_1 для каждого полупериода работы инвертора. Величина $U_{1(k+1)}$ определяется по формуле

$$U_{1(k+1)} = \frac{1}{\omega C_1}\int\limits_0^{\tau_{1k}} i_a(\tau)\,d\tau - U_{1k}. \qquad (3\text{-}62)$$

Расчет производится от полупериода к полупериоду, причем для первого полупериода $U_{10} = 0$. Величина U_{2k} определяется из условия, что разряд емкости C_2 через сопротивление $r_н$ должен произойти за время между окон-

чанием импульса тока через один из тиристоров и началом тока через другой. Поскольку напряжение на емкости C_2 в момент окончания тока через тиристор равно разности максимального напряжения на тиристоре и напряжения на емкости C_1, то получаем

$$U_{2\,(k+1)} = (U_{a\,mk} - U_{1\,k})\, e^{-\frac{\pi\tau_{1k}}{\omega C_2 r_н}}. \tag{3-63}$$

С помощью выражений (3-56) — (3-60) вычисляются для различных значений γ и ε зависимости $\frac{I_{a\,m}}{E_0}\sqrt{\frac{L}{C_1}}$; $\frac{I_{a\,0}}{E_0}\sqrt{\frac{L}{C_1}}$; $\frac{S_{i\,\max}}{\omega_0 E_0}\sqrt{\frac{L}{C_1}}$; $\frac{U_{a\,m}}{E_0}$ от добротности Q.

По вычисленным значениям для ряда точек могут быть построены графические зависимости, определяющие поведение всех этих величин в течение переходного процесса. Получено, что величины $\frac{I_{a\,m}}{E_0}\sqrt{\frac{L}{C_1}}$; $\frac{S_{i\,\max}}{\omega_0 E_0}\sqrt{\frac{L}{C_1}}$; $\frac{U_{a\,m}}{E_0}$ нарастают монотонно и достигают максимума в установившемся режиме (при расчете инвертора необходимо знать именно эти значения). Кроме того, получено, что эти величины практически не зависят от γ, а величина $\frac{I_{a\,0}}{E_0}\sqrt{\frac{L}{C_1}}$ обратно пропорциональна γ. Результаты расчетов приведены в табл. 3-3. В соответствии с изложенным в таблице даны значения вычисленных величин для установившегося режима только для $\gamma = 1$ (для остальных значений γ рассматриваемые величины могут быть легко определены).

Формула (3-61) позволяет определить относительное время выключения для любого полупериода переходного процесса. Как показали расчеты, время выключения минимально для первого полупериода работы инвертора $t_{в\,1} = t_{в\,\min}$. В табл. 3-3 приведены зависимости $k_в$ и $t_{в\,\min}/t_в$ в функции Q для различных значений ε и $\gamma = 1$. Для других значений γ указанные величины могут быть вычислены по формулам:

$$k_в = k_в\,|_{\gamma=1} + \frac{2(\gamma-1)}{\gamma}; \tag{3-64}$$

$$\frac{t_{в\,\min}}{t_в} = \frac{\frac{t_{в\,\min}}{t_в\,|_{\gamma=1}} + \frac{2(\gamma-1)}{\gamma k_в\,|_{\gamma=1}}}{1 + \frac{2(\gamma-1)}{\gamma k_в\,|_{\gamma=1}}}. \tag{3-65}$$

Эти формулы получены с помощью выражения (3-61) и с учетом зависимостей $\tau_{3,\,4} = \omega t_{3,\,4} = \omega t_{в\,1}\,|_{\gamma=1}$; $\pi - \tau_{1,\,1} = \pi\frac{\gamma-1}{\gamma}$.

Коэффициент использования тиристора по мощности легко вычисляется по известным величинам $\frac{I_{am}}{E_0}\sqrt{\frac{L}{C_1}}$; $\frac{I_{a0}}{E_0}\sqrt{\frac{L}{C_1}}$; $\frac{U_{am}}{E_0}$. Для $\gamma = 1$ и различных ε величина $k_м$ в функции Q приведена в табл. 3-3 (для других случаев эта величина обратно пропорциональна γ).

Длительность переходного процесса в периодах k' указана в той же табл. 3-3. Она оценивается по скорости нарастания максимального напряжения на анодах тиристоров. Поскольку длительность переходного процесса практически не зависит от величины γ, то в табл. 3-3 приведены данные только для $\gamma = 1$.

Из приведенных в табл. 3-3 зависимостей видно, что с увеличением ε, т. е. с приближением последовательно-параллельного инвертора к последовательному, использование тиристоров по мощности улучшается. Это улучшение особенно существенно при малых добротностях Q. Однако произведение величин $k_в$ и $t_{в\,min}/t_в$, характеризующее частотные свойства схемы, с ростом ε уменьшается. Поэтому следует рекомендовать компромиссное решение, соответствующее значениям ε, близким к 1 ($C_1 = C_2$). Величина γ не влияет на характер кривых $k_м$, а произведение $k_в t_{в\,min}/t_в$ с ростом γ увеличивается. Как и для последовательного инвертора, фактором, ограничивающим отношение частот γ, является возрастание высших гармоник в кривой выходного напряжения. Для практического применения следует рекомендовать режимы с параметрами $Q = 1 \div 3$; $\varepsilon \approx 1$; $\gamma = 1{,}2 \div 1{,}5$.

Расчет инвертора на максимальную мощность производится так же, как и последовательного инвертора. Для последовательно-параллельного инвертора могут быть построены мостовые схемы по аналогии со схемами рис. 3-9.

Если нагрузка инвертора имеет реактивный характер, то ее реактивность надо учитывать совместно с емкостью C_2. При емкостном характере нагрузки ее емкость добавляется к величине C_2, а при индуктивном — нагрузкой становится колебательный контур. Во втором случае схема преобразуется в резонансный инвертор.

Работа инвертора при изменении нагрузки и выходной частоты. В последовательно-параллельном инверторе при чисто активной нагрузке $r_н$ добротность Q контура L, C_1, $r_н$ изменяется обратно пропорционально нагрузке. Величины U_{am}, I_{am}, I_{a0}, $S_{t\,max}$ увеличиваются с уменьшением $r_н$, причем по мере уменьшения отношения $\varepsilon = C_1/C_2$ скорость увеличения их падает. Если не учитывать потери в инверторе, $P_{\sim} = P_0$ и изменение мощности в нагрузке прямо пропорционально изменению тока I_{a0}. Следовательно, величина $P_{\sim}$ возрастает с уменьшением $r_н$. По мере уменьшения ε влияние нагрузки на величину $P_{\sim}$ несколько ослабляется.

Из табл. 3-3 следует, что у последовательно-параллельного инвертора при $\varepsilon \geqslant 3$ величина $k_в t_{в\,min}/t_в$ уменьшается с уменьше-

нием добротности (с ростом $r_н$). При ε, близких к единице, величина $k_в t_{в\,min}/t_в$ практически не зависит от добротности, а при $ε<1$ в зоне малых значений добротностей даже возрастает.

На основании сказанного можно сделать вывод, что при выборе величины ε в диапазоне значений 1—2 неустойчивость работы последовательно-параллельного инвертора возможна только при малых сопротивлениях нагрузки из-за возрастания максимальных напряжений и токов тиристоров. Сравнивая последовательный и последовательно-параллельный инверторы, можно утверждать, что для практического использования при сильно изменяющейся нагрузке наиболее пригоден последовательно-параллельный инвертор в режиме $ε = 1 \div 2$, хотя он и несколько уступает последовательному в использовании тиристоров по мощности.

Если нагрузка инвертора имеет реактивный характер (последовательно включены индуктивность $L_н$ и активное сопротивление $r_н$ или параллельно включены емкость $C_н$ и сопротивление $r_н$), то следует, как и в предыдущем параграфе, рассматривать два возможных варианта работы: а) емкостно-активная нагрузка; б) индуктивно-активная нагрузка, при которой инвертор становится резонансным (рассматривается ниже, в гл. 5).

При первом варианте работы изменение реактивной составляющей нагрузки $C_н$ эквивалентно изменению емкости C_2 и соответственно изменению отношения $ε = C_1/C_2$. Это приводит к изменению токов тиристоров I_{am}, $I_{a\,0}$, крутизны их нарастания $S_{i\,max}$, напряжения $U_{a\,m}$, величины $k_в t_{в\,min}/t_в$ и мощности в нагрузке $P_\sim$. С ростом $C_н$ величина ε уменьшается и величины $I_{в\,m}$, $I_{a\,0}$, $S_{i\,max}$, $U_{a\,m}$, $k_в t_{в\,min}/t_в$, $P_\sim$ возрастают, причем при малых добротностях скорость их нарастания значительнее, чем при больших. Возрастание величины $k_в t_{в\,min}/t_в$ означает увеличение минимального схемного времени выключения и является положительным фактором, так как устойчивость работы инвертора при этом возрастает. В то же время рост токов и напряжений тиристоров может привести к выходу их из строя, если это не будет учтено при проектировании.

При одновременном изменении реактивной и активной составляющих нагрузки кроме величины ε изменяется также добротность Q контура L, C_1, $r_н$. Из табл. 3-3 видно, что наибольшее изменение величин $I_{a\,m}$, $I_{a\,0}$, $S_{i\,max}$, $U_{a\,m}$, $P_\sim$ происходит при одновременном увеличении $C_н$ и уменьшении $r_н$ или наоборот. Последнее объясняется тем, что в этом случае происходит либо одновременное уменьшение ε и увеличение Q, либо наоборот.

Если отношение ε при изменении нагрузки колеблется в пределах от 5 до 0,5, тогда величина $k_в t_{в\,min}/t_в$ мало зависит от добротности Q, она меняется практически так же, как и в случае изменения только реактивной составляющей нагрузки $C_н$. При $ε>5$ или $ε<0{,}3$ зависимость величины $k_в t_{в\,min}/t_в$ от параметров нагрузки более сильная.

Из сказанного следует, что у последовательно-параллельного инвертора с емкостно-активной нагрузкой устойчивость работы

ограничена увеличением максимальных токов и напряжений тиристоров при возрастании величины $C_н$ и уменьшении $r_н$. Наибольшую опасность для устойчивой работы инвертора представляет увеличение $C_н$ при одновременном уменьшении $r_н$.

Изменение выходной частоты инверторов осуществляется, как обычно, посредством изменения частоты управляющих импульсов тиристоров. У рассматриваемого инвертора это ведет к изменению отношения частот γ. Величины $I_{а\,m}$, $S_{i\,max}$, $U_{а\,m}$ от γ не зависят и, следовательно, не изменяются при изменении выходной частоты. Ток $I_{а\,0}$, а при принятых ранее приближениях и мощность в нагрузке $P_{\sim}$ обратно пропорциональны параметру γ. Увеличение генерируемой частоты вызывает уменьшение величины $k_в t_{в\,min}/t_в$, и, если это не учтено при проектировании, устойчивая работа инвертора может быть нарушена. Характер изменения величины $k_в t_{в\,min}/t_в$ может быть найден по формулам (3-64) и (3-65).

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ДВУХТАКТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С ОБРАТНЫМИ ДИОДАМИ

4-1. Параллельный инвертор с обратными диодами и прямоугольной формой выходного напряжения

Схема инвертора. Существенным недостатком рассмотренных в предыдущей главе инверторов является сильная зависимость максимального напряжения на анодах тиристоров $U_{а\,m}$ от нагрузки. Это может вызвать либо нарушение устойчивой работы инверторов, либо ухудшить использование тиристоров по напряжению. Чтобы уменьшить эту зависимость, в схемах инверторов используют обратные диоды, ограничивающие напряжение на анодах тиристоров.

Одна из таких схем [13], получившая широкое распространение в диапазоне частот от нескольких десятков герц до 1—2 кГц,— схема параллельного инвертора с обратными диодами и практически прямоугольной формой выходного напряжения — приведена на рис. 4-1. Она отличается от обычной полумостовой схемы параллельного инвертора наличием обратных диодов *Д1* и *Д2*.

Для упрощения получаемых выражений, кроме обычных, указанных в главе первой, делаются следующие допущения:

а) период выходного напряжения значительно больше времени выключения тиристоров;

б) нагрузка содержит дроссель с большой индуктивностью, соединенный последовательно с активным сопротивлением. Индуктивность дросселя должна быть достаточной для того, чтобы зна-

чение тока за время коммутации существенно не изменялось. Это допущение распространяется на нагрузку любого характера: индуктивную, активную, емкостную. В двух последних случаях последовательная индуктивность может быть либо индуктивностью рассеяния инверторного трансформатора, либо индуктивностью фильтра источника питания.

Рассмотрим отдельно работу инвертора для индуктивной и емкостной нагрузок.

Работа инвертора при индуктивной нагрузке. Диаграммы токов и напряжений в схеме для этого случая приведены на рис. 4-2.

Предположим, что в первоначальный момент времени тиристор *T1* открыт, его ток i_{a1} имеет постоянное значение и равен току нагрузки $I_н$. Поскольку падением напряжения на тиристоре и элементах схемы, в частности на обмотке дросселя L', мы пренебрегли, то потенциал правого по схеме зажима трансформатора *Тр* (точка *Z*) равен E_0', напряжение u_C на конденсаторе *C* равно E_0', а напряжение на аноде тиристора *T2* равно $2E_0'$.

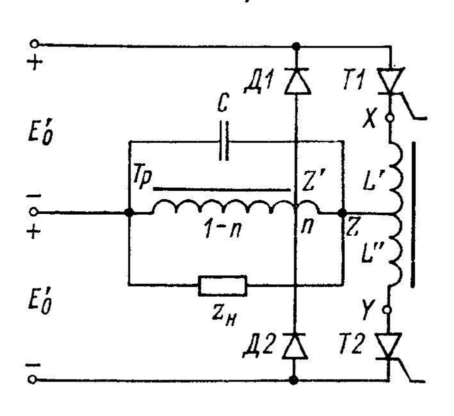


Рис. 4-1. Полумостовая схема параллельного инвертора с обратными диодами и практически прямоугольной формой выходного напряжения

При отпирании тиристора *T2* в момент t_0 потенциал точки *Y* становится равным $-E_0'$. Так как потенциал точки *Z* остается неизменным (напряжение на конденсаторе *C* не может измениться мгновенно), то к обмотке дросселя L'', соединенной с анодом тиристора *T2*, скачком прикладывается напряжение $u_L = 2E_0'$. ЭДС такого же значения индуктируется в обмотке L', соединенной с катодом тиристора *T1*; напряжение u_{a1} на аноде тиристора *T1* оказывается обратным и тем самым запирает его. При введенном допущении, что ток нагрузки остается неизменным за время коммутации, необходимо, чтобы при включении тиристора *T1* ток i_{a2} через тиристор *T2* скачком возрос до $I_н$. Это сохраняет неизменной энергию, запасенную в обмотке L''. Конденсатор *C* при этом обеспечивает ток в нагрузке и через тиристор *T2*, т. е. его ток i_C скачком возрастает до $2I_н$. После включения тиристора *T2* конденсатор перезаряжается с помощью нижнего по схеме источника питания. Напряжение u_C на конденсаторе *C*, равное напряжению на нагрузке $u_н$, и напряжение u_{a1} на тиристоре *T1* уменьшаются по абсолютному значению и в момент t_1 становятся равными нулю, а затем изменяют свой знак на противоположный. В течение времени от момента t_0 до t_1 напряжение на аноде тиристора *T1* оказывается отрицательным, и это время является схемным временем выключения $t_в$. В момент времени, когда потенциал точки *Z* станет равным $-E_0'$, напряжение на коммутирующей обмотке L'' станет равным нулю, а ток i_{a2} достигнет своего максимального значения

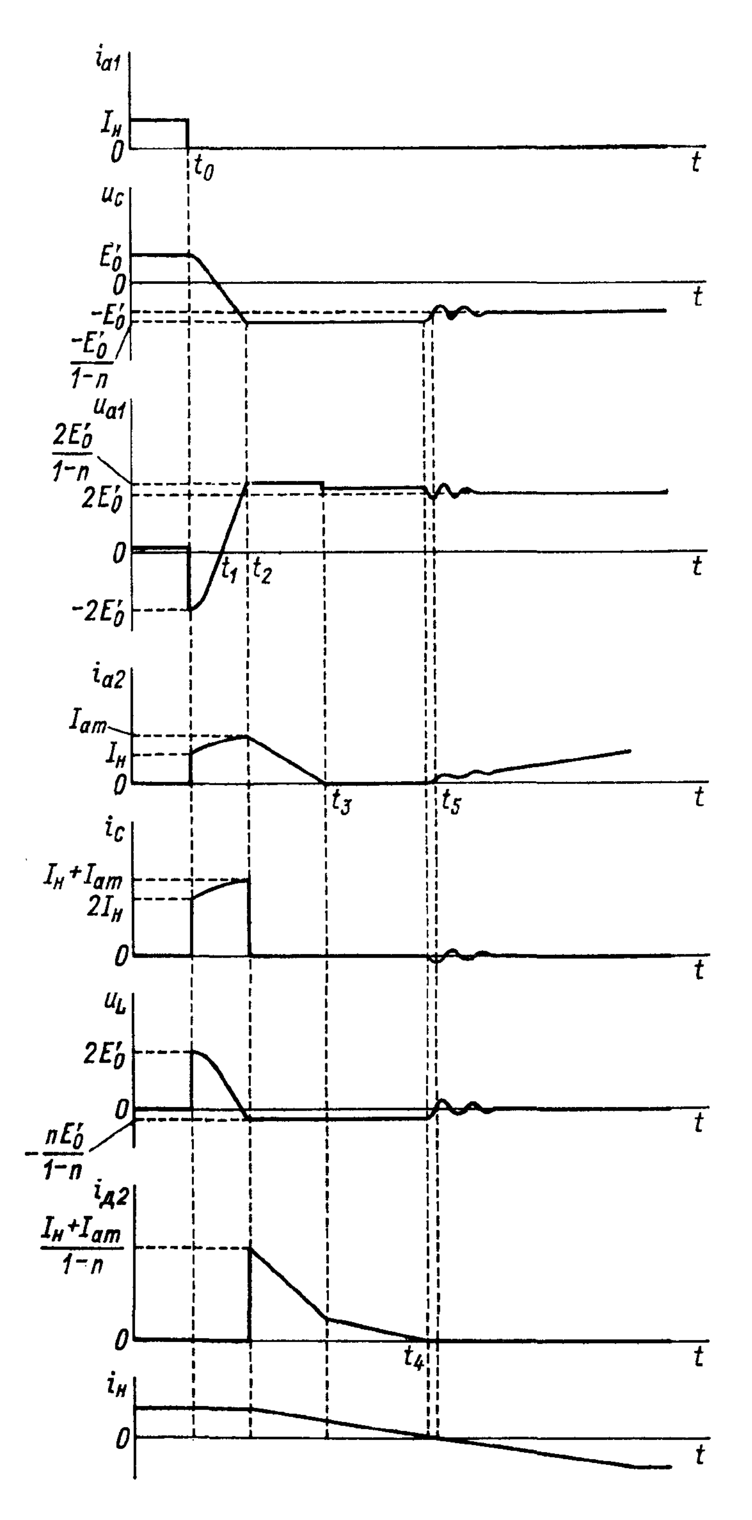


Рис. 4-2. Диаграммы токов и напряжений для параллельного инвертора с обратными диодами и практически прямоугольной формой выходного напряжения при индуктивной нагрузке

$I_{a\,m}$. Соответственно в течение того же времени ток i_C конденсатора C также возрастет и станет равным сумме $I_н + I_{a\,m}$. Если бы обратные диоды были подключены к точке Z вместо Z', то диод *Д2* открылся бы. При этом в контуре, состоящем из элементов L'', *Т2*, *Д2*, протекал бы ток до тех пор, пока энергия $L''I^2_{a\,m}/2$, запасенная в обмотке L'', не рассеялась бы в виде потерь в этих элементах. Последнее должно было бы снизить КПД инвертора. Одновременно через диод *Д2* начал бы протекать ток нагрузки, возвращая энергию, запасенную в индуктивности нагрузки, источнику питания. Это продолжалось бы до тех пор, пока ток нагрузки не изменил бы своего направления на противоположное.

При подключении обратных диодов к точке Z' энергия, запасенная в обмотке коммутирующего дросселя с индуктивностью L'', так же как и в обмотке дросселя нагрузки, возвращается источнику питания. Диод *Д2* в этом случае отпирается в момент t_2 достижения в точке Z' потенциала — E'_0. Токи $i_{a\,2}$ тиристора *Т2* и i_C конденсатора C к указанному моменту несколько уменьшаются по сравнению со своими максимальными значениями, напряжение на конденсаторе C и напряжение на аноде тиристора *Т1* увеличиваются и становятся соответственно больше E'_0 и $2E'_0$, а напряжение на обмотке коммутирующего дросселя становится отрицательным. Поскольку часть обмотки n (рис. 4-1) выбирается обычно небольшой (0,1—0,2), то указанные выше изменения токов и напряжений невелики. Действительно, диод *Д2* ограничивает напряжение на обмотке трансформатора, расположенной слева от точки Z, значением E'_0. Соответственно на секции обмотки ZZ' индуктируется ЭДС $nE'_0/(1-n)$. Эта ЭДС прикладывается к обмотке L'', и напряжение на тиристоре *Т1* возрастает на $2nE'_0/(1-n)$, становясь равным $2E'_0/(1-n)$. Напряжение на конденсаторе C равно $E'_0/(1-n)$. В контуре, состоящем из элементов L'', *Т2*, *Д2* и секции ZZ', протекает ток, индуктируемый обмоткой $Z'Z$ в обмотке, расположенной слева от точки Z', отдавая энергию, запасенную в обмотке L'', источнику питания. Этот ток, равный току $i_{a\,2}$, будет уменьшаться примерно по линейному закону от значения, близкого к $I_{a\,m}$, до нуля за время

$$t_f = \frac{L'' I_{am}(1-n)}{nE'_0}\,. \tag{4-1}$$

Через диод *Д2* с момента его включения протекает ток нагрузки, отдавая энергию, запасенную в обмотке дросселя нагрузки, источнику питания. Ток через конденсатор C в момент включения диода *Д2* прекращается. Таким образом, ток $i_{д\,2}$ диода *Д2* скачком возрастает до значения $(I_н + I_{am})/(1-n)$ и далее уменьшается по линейному закону.

В момент t_3 ток, протекающий в контуре L'', *Т2*, *Д2*, ZZ', становится равным нулю, и тиристор *Т2* выключается. Диод *Д2* остается открытым, так как ток нагрузки еще не изменил своего на-

правления на противоположное и замыкается через него. Напряжение конденсатора C остается равным $E'_0/(1-n)$, а напряжение, индуктированное в секции ZZ', оказывается приложенным в качестве обратного к тиристору $T2$.

В момент t_4 ток нагрузки изменяет свое направление, диод $Д2$ запирается и возрастающий ток нагрузки поддерживается разрядом конденсатора C до тех пор, пока потенциал точки Z не становится равным $-E'_0$. После этого открывается тиристор $T2$. Чтобы обеспечить ему эту возможность после того, как к нему было приложено отрицательное напряжение с обмотки $Z'Z$, следует продлить управляющий импульс до момента t_5 и даже несколько более. Ток нагрузки, возросший до определенного значения в интервале от t_4 до t_5, вызывает колебательный процесс в контуре $L''C$, который постепенно затухает под действием потерь в нагрузке и самом контуре. На этом процесс коммутации заканчивается, и ток нагрузки возрастает до своего установившегося значения $I_н$.

Аналогичные процессы происходят в другом полупериоде выходного напряжения, когда запирается тиристор $T2$ и открывается $T1$.

Если активное сопротивление нагрузки велико, а индуктивность мала, то ток нагрузки может изменить свое направление до момента окончания тока в контуре L'', $T2$, $Д2$, $Z'Z$. При этом диод $Д2$ выключается в момент, когда возрастающий ток нагрузки нового направления становится равным току в контуре L'', $T2$, $Д2$, $Z'Z$.

Работа инвертора при емкостной нагрузке. Диаграммы токов и напряжений в схеме для этого случая изображены на рис. 4-3.

Начнем рассмотрение работы схемы со следующего состояния. Ток нагрузки отрицательный, диод $Д1$ открыт и позволяет возвратить энергию, накопленную в конденсаторе нагрузки, источнику питания. Напряжение на конденсаторе C и, следовательно, на нагрузке повышено автотрансформатором Tp до значения $E'_0/(1-n)$. К тиристору $T1$ приложено обратное напряжение $nE'_0/(1-n)$, индуктированное в секции $Z'Z$. В момент времени, когда ток нагрузки достигает установившегося значения $I_н$, может быть включен тиристор $T2$. Ток диода $Д1$ в этот момент равен $I_н/(1-n)$.

При отпирании тиристора $T2$ в момент t_0 потенциал точки Y становится равным $-E'_0$. Поскольку напряжение на конденсаторе не может измениться мгновенно и равно $E'_0/(1-n)$, то на обмотке с индуктивностью L'' скачком появляется напряжение $E'_0\,(2-n)/(1-n)$. Индуктированное в обмотке с индуктивностью L' дополнительно к уже имеющемуся на ней напряжению $nE'_0/(1-n)$ секции $Z'Z$, оно повышает напряжение на аноде тиристора $T1$ до значения $2E'_0/(1-n)$. Ток тиристора $T2$ возрастает по линейному закону от нуля до $I_н$ в течение времени t_f, определяемого выражением

$$t_f = \frac{L'' I_н (1-n)}{E'_0 (2-n)}. \qquad (4\text{-}2)$$

За это же время ток диода *Д1* спадает до нуля, и диод закрывается, т. е. ток нагрузки коммутируется с диода *Д1* на тиристор *Т2*. Пока диод *Д1* открыт, конденсатор *С* не разряжается и напряжения на нем и тиристоре *Т1* остаются постоянными.

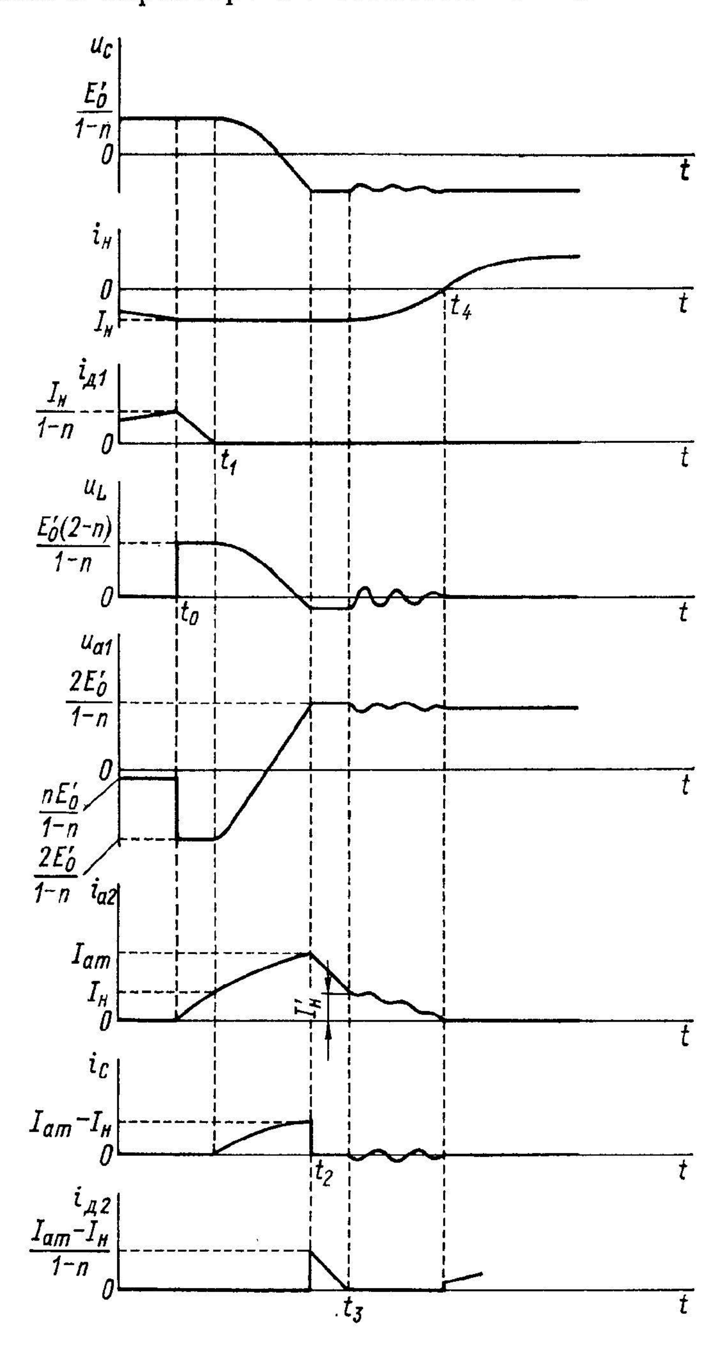


Рис. 4-3. Диаграммы токов и напряжений для параллельного инвертора с обратными диодами и практически прямоугольной формой выходного напряжения при емкостной нагрузке

После окончания протекания тока через диод *Д1*, с момента t_1, начинается процесс перезаряда конденсатора *С* с помощью нижнего по схеме источника питания. Напряжение на обмотке L'' умень-

шается, а токи $i_{а2}$ тиристора $T2$ и i_C конденсатора C возрастают, причем имеет место равенство $i_{а2} = I_н + i_C$. Когда напряжение на обмотке L'' становится равным нулю, токи $i_{а2}$, i_C достигают максимального значения $I_{а\,m}$ и $I_{а\,m} - I_н$ соответственно. В момент t_2 потенциал точки Z становится равным $-E_0'$ и диод $Д2$ отпирается. Следующий интервал работы схемы полностью аналогичен интервалу от момента t_2 до t_3 при индуктивной нагрузке. Диод $Д2$ проводит ток и возвращает энергию, запасенную в обмотке L'', источнику питания. Ток $i_{а2}$ спадает по линейному закону со скоростью $nE_0'/[(1-n)L'']$ от значения $I_{а\,m}$ до значения тока нагрузки $I_н'$ в момент t_3 запирания диода $Д2$, происходящего при окончании протекания тока в контуре L'', $T2$, $Д2$, $Z'Z$.

После запирания диода $Д2$ происходит колебательный процесс в контуре $L''C$, который постепенно затухает. Ток $i_{а2}$ в течение этого времени равен току нагрузки и прекращается в момент t_4, когда ток нагрузки изменяет свое направление. Возрастая, ток нагрузки заряжает конденсатор C опять до напряжения $-E_0'/(1-n)$, вследствие чего диод $Д2$ отпирается и начинает проводить ток, возвращая энергию, запасенную в конденсаторе нагрузки, источнику питания. На этом процесс коммутации заканчивается, и ток нагрузки возрастает до $I_н$. Во время другого полупериода процессы аналогичны.

Теоретический анализ и расчет схемы. Ниже приводится анализ работы инвертора для индуктивной нагрузки, которая в частотном диапазоне, оптимальном для инвертора данного типа, наиболее часто встречается на практике. Однако излагаемый метод анализа пригоден и для емкостной нагрузки.

Чтобы получить основные расчетные соотношения для определения параметров схемы, токов и напряжений в ней, достаточно проанализировать работу инвертора в интервале времени перезаряда емкости C, т. е. от момента t_0 до t_2. Анализ производится для одного полупериода (второй полупериод аналогичен). Отсчет времени начинается с момента t_0. Дифференциальное уравнение, описывающее перезаряд емкости C в контуре, состоящем из индуктивности L'' ($L'' = L' = L$), тиристора $T2$, нижнего по схеме источника питания, имеет вид

$$E_0' = L\frac{di_а}{dt} - U_C(0) + \int_0^t \frac{i_а + I_н}{C}\,dt, \qquad (4\text{-}3)$$

где $U_C(0)$ — напряжение на емкости C при $t_0 = 0$, равное E_0'.

Решая уравнение (4-3) с помощью преобразования Лапласа, получим выражение для тока через тиристор:

$$i_а(t) = \frac{2E_0'}{w_0 L}\sin\omega_0 t + I_н(2\cos\omega_0 t - 1), \qquad (4\text{-}4)$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{CL}$ — собственная частота контура LC.

Максимального значения $I_{a\,m}$ ток i_a достигает в момент, когда напряжение на индуктивности L'' становится равным нулю. Чтобы определить $I_{a\,m}$, приравниваем нулю выражение для напряжения на индуктивности L'' и находим время $t_м$, соответствующее максимальному значению тока:

$$\omega_0 t_м = \operatorname{arctg} x, \tag{4-5}$$

где

$$x = \frac{E_0'}{I_н \sqrt{L/C}}.$$

Подставив $\omega_0 t_м$ в выражение (4-4), найдем

$$I_{a\,m} = 2\sqrt{E_0'^2 \frac{L}{C} + I_н^2} - I_н = I_н\left(2\sqrt{x^2+1} - 1\right). \tag{4-6}$$

Полученная формула для тока I_{am} позволяет, как указывалось выше, определить максимальный ток диода:

$$I_{д\,m} = \frac{I_н + I_{a\,m}}{1-n}. \tag{4-7}$$

Выражение для напряжения на коммутирующей емкости C легко получить с помощью (4-4):

$$U_C(t) = E_0' - \frac{1}{C}\int_0^t (i_a + I_н)\,dt = E_н'(2\cos\omega_0 t - 1) -$$

$$-2I_н\sqrt{L/C}\sin\omega_0 t. \tag{4-8}$$

Положив $u_C = 0$, определим время, в течение которого на аноде тиристора $T1$ сохраняется отрицательное напряжение, т. е. схемное время выключения:

$$t_в = \frac{1}{\omega_0}\left(\arcsin\frac{x}{\sqrt{1+x^2}} - \arcsin\frac{x}{2\sqrt{x^2+1}}\right). \tag{4-9}$$

При расчете параметров инвертора целесообразно ориентироваться на минимум энергии, запасаемой в индуктивности L'' на этапе перезаряда емкости C, т. е. к моменту отпирания обратного диода. В этом случае потери в инверторе уменьшаются, так как меньшая мощность рассеивается в контуре L'', $T2$, $Д2$, ZZ' в то время, когда диод $Д2$ открыт.

Энергия, запасенная в индуктивности L'' к моменту отпирания диода $Д2$, равна

$$W_L = \frac{L I_{a\,m}^2}{2} = \frac{L I_н^2}{2}\left(2\sqrt{x^2+1} - 1\right)^2. \tag{4-10}$$

Здесь пренебрегаем некоторым уменьшением тока i_a к моменту отпирания диода. Это возможно, как следует из сделанных выше пояснений, благодаря малым значениям величин n.

Для удобства дальнейших вычислений введем безразмерную величину $h(x)$, пропорциональную W_L:

$$h(x) = \frac{W_L}{E_0' I_н t_в} = \frac{\left(2\sqrt{1+x^2} - 1\right)^2}{2x\left(\arcsin\frac{x}{\sqrt{x^2+1}} - \arcsin\frac{x}{2\sqrt{x^2+1}}\right)}. \quad (4\text{-}11)$$

Расчеты показывают, что функция $h(x)$ имеет минимум при $x_{min} = 1{,}15$, и он равен

$$h(x_{min}) = \frac{W_{L\,min}}{E_0' I_{н\,min} t_{в\,min}} = 3{,}87, \quad (4\text{-}12)$$

где $W_{L\,min}$, $I_{н\,min}$, $t_{в\,min}$ — значения величин, соответствующие минимальной энергии в индуктивности.

Казалось бы, величины L и C следует вычислять, исходя из условия $x_{min} = 1{,}15$ и формулы (4-12). Однако этого не делают, так как при $x_{min} = 1{,}15$ не обеспечивается минимальная энергия W_L в случае, если ток нагрузки в процессе работы оказывается меньше $I_{н\,min}$. Последнее обычно встречается на практике при изменении нагрузки в процессе работы инвертора.

Величина x, как известно, обратно пропорциональна току нагрузки $I_н$. Вводя в рассмотрение отношение

$$I_н / I_{н\,min} = x_{min} / x \quad (4\text{-}13)$$

и используя выражения (4-10), (4-12), получим

$$\frac{W_L}{E_0' I_{н\,min} t_{в\,min}} = h(x_{min}) \frac{W_L}{W_{L\,min}} = h(x_{min}) \times$$

$$\times \left[\frac{I_н^2\, 2\left(\sqrt{1+x^2} - 1\right)^2}{I_{н\,min}\left(2\sqrt{1+x_{min}^2} - 1\right)^2}\right]^2 = h(x_{min}) \left[\frac{x_{min}\left(2\sqrt{1+x^2} - 1\right)^2}{x\left(2\sqrt{1+x_{min}^2} - 1\right)^2}\right]^2. \quad (4\text{-}14)$$

Зависимости $\frac{W_L}{E_0' I_{н\,min} t_{в\,min}}(x_{min})$ построены на рис. 4-4 для $I_н / I_{н\,min} = 1;\ 0{,}25;\ 0$. Из рисунка видно, что при условии $0{,}75 \leqslant x_{min} \leqslant 1{,}15$ величина W_L мало зависит от $I_н$, т. е. от нагрузки. Поэтому на практике x_{min} обычно выбирают посредине указанного диапазона, т. е. $x_{min} = 1$. Зная, что $x = \frac{E_0'}{I_н \sqrt{L/C}}$, и используя выражения (4-10), (4-14), определяем

$$C = \frac{t_{в\,min} I_{н\,min}}{1{,}7 E_0'}; \qquad L = \frac{t_{в\,min} E_0'}{0{,}425 I_{н\,min}}. \quad (4\text{-}15)$$

Ранее указывалось, что величина n обычно выбирается малой. Это объясняется следующими соображениями. Средний ток тири-

стора за время, когда энергия индуктивности L'' рассеивается в контуре L'', $T2$, $Д2$, ZZ' (от t_2 до t_3), равен $I_{а\,m}/2$. Если усредненное за это время прямое падение напряжения на тиристоре равно $U_т$, то энергия, рассеиваемая в тиристоре, определяется выражением

$$\frac{I_{а\,m}U_т t_f}{2}=\frac{LI^2_{а\,m}U_т(1-n)}{2E'_0 n}=W_L\frac{U_т(1-n)}{E'_0 n} \qquad (4\text{-}16)$$

где t_f определяется из (4-1).

Выражение (4-16) определяет только часть теряемой в контуре L'', $T2$, $Д2$, $Z'Z$ энергии, предварительно запасенной в индуктивности L''; другая часть ее теряется в диоде $Д2$ и секции обмотки

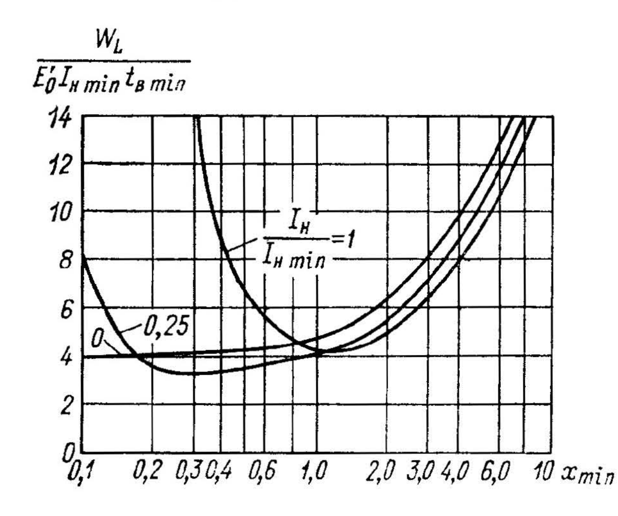


Рис. 4-4. Зависимости для величин, характеризующих режим работы параллельного инвертора с обратными диодами и практически прямоугольной формой выходного напряжения

$Z'Z$. Однако из этого выражения видно, что теряемая в тиристоре энергия уменьшается с ростом n. С другой стороны, при увеличении n возрастает максимальное напряжение на тиристоре $2E'_0/(1-n)$. Наилучшее компромиссное решение получается при $n = 0{,}1 \div 0{,}2$.

Максимальный ток через тиристор для выбранного значения x может быть выражен через ток нагрузки. Для этого используем выражение (4-6), положив $x = 1$. В результате получаем

$$I_{а\,m}=1{,}82 I_{н\,min}. \qquad (4\text{-}17)$$

Для сравнения инвертора по эффективности использования тиристоров с инверторами других типов можно вычислить коэффициент использования тиристоров по мощности. Поскольку ток через тиристоры имеет форму, близкую к прямоугольной (процесс коммутации при $f \leqslant 1 \div 2$ кГц занимает малую часть периода), то вместо отношения максимального тока через тиристор к его постоянной составляющей в выражение (1-5) для $k_м$ следует подставить величину $I_{а\,m}/I_{а0} \approx I_{н\,min}/I_{а\,0} \approx 2$. В то же время $U_{а\,m}/E'_0 = 2/(1-n)$. Соответственно с помощью (1-5) находим $k_м = 1-n$, т. е. при выбранных величинах $n = 0{,}1 \div 0{,}2$ получаем $k_м = 0{,}8 \div 0{,}9$.

При включении инвертора уже в течение первого полупериода, когда открыт тиристор *Т1*, емкость *С* заряжается до напряжения, во всяком случае большего величины E_0', и процесс коммутации тиристоров протекает так, как это описано выше. Следовательно, все полученные выше выражения справедливы для первого периода. Это означает, что переходный процесс при включении отсутствует. Соответственно схемное время выключения при включении инвертора не уменьшается и устойчивость его не нарушается.

Расчет инвертора для схемы рис. 4-1 по заданным параметрам тиристоров и генерируемой частоте f может быть произведен в следующем порядке.

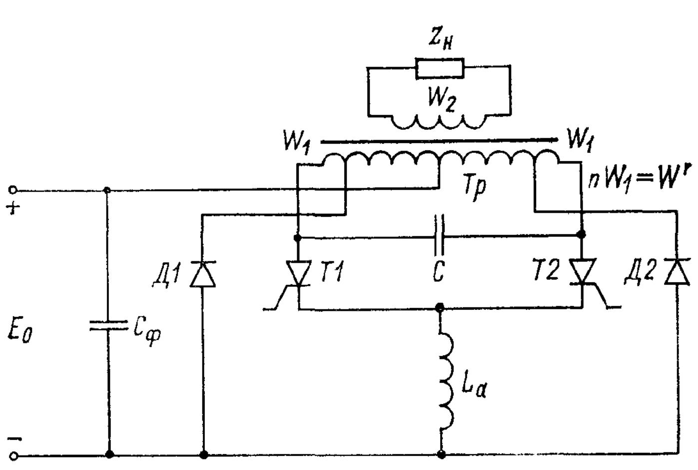


Рис. 4-5. Схема параллельного инвертора с обратными диодами и практически прямоугольной формой выходного напряжения

1. Зная напряжение $U_{а\,m} = U_{а.\,д}$, легко находим напряжение источника питания $E_0' = \frac{U_{а\,m}}{2}(1-n)$.

2. По известной величине $I_{а\,m\,д} = I_{а\,m}$ находим с помощью выражения (4-17) величину $I_{н\,min}$ (при сильно изменяющейся нагрузке $I_{н\,min}$ определяется иначе). Ранее указывалось, что ввиду малости коммутационного периода можно пренебречь возрастанием тока на короткое время свыше значения $I_н$ и полагать его прямоугольным.

3. Величину $t_{в\,min}$ следует выбирать равной $t_{в.\,ном}$. С помощью выражений (4-15) находим величины *С* и *L*.

4. Для выбора типа диодов *Д1*, *Д2* следует определить максимальный ток через них $I_{д\,m} = (I_н + I_{а\,m})/(1-n)$.

5. Постоянная составляющая тока тиристоров $I_{а0} = 1{,}82\ I_{н\,min}/2 = 0{,}91\ I_{н\,min}$.

На рис. 4-5 приведен еще один вариант схемы рассматриваемого инвертора, расчет которой производится точно так же, как и схемы рис. 4-1. Следует только учитывать, что напряжение на емкости *С* по абсолютному значению равно напряжению на аноде

тиристоров. Кроме рассмотренных схем, широкое распространение получила мостовая схема, которая, по существу, представляет собой две схемы рис. 4-1, работающие со сдвигом по фазе на 180°, с общими трансформатором и коммутирующей емкостью, что делает ненужным нейтральный вывод источника питания.

Наряду с таким преимуществом, как малая зависимость выходного напряжения, напряжения и тока тиристоров от нагрузки, инвертор с обратными диодами по сравнению с параллельным инвертором классического типа с большой индуктивностью имеет меньшие значения индуктивности L и емкости C. Однако, как и в классическом параллельном инверторе, скачкообразное нарастание тока вызывает в инверторе с обратными диодами существенные потери при повышении частоты генерации. Кроме того, к недостаткам инвертора с обратными диодами следует отнести прямоугольную форму выходного напряжения, что далеко не всегда является приемлемым.

4-2. Параллельный и параллельно-последовательный инверторы с обратными диодами и близкой к гармонической формой выходного напряжения

Схемы инверторов. Схема параллельного инвертора (рис. 4-6) содержит два тиристора *Т1*, *Т2*, встречно-параллельно которым включены диоды *Д1*, *Д2*, а также дроссели с индуктивностями $L_1 = L_2 = L$, конденсатор C_1 и трансформатор *Тр*, ко вторичной обмотке которого подключена нагрузка $z_н$ (штриховыми линиями изображена емкость C_2 для параллельно-последовательного инвертора). Диаграммы токов и напряжений, поясняющие работу инвертора, приведены на рис. 4-7.

Принцип действия схемы следующий. После отпирания тиристора *Т1* происходит заряд конденсатора C_1, разряд которого осуществляется через диод *Д1*. Аналогичный цикл работы схемы происходит при отпирании тиристора *Т2*. Во время протекания тока заряда или разряда конденсатора к тиристорам *Т1*, *Т2* прикладываются весьма малые напряжения, имеющиеся на открытых диодах *Д1*, *Д2*, и тиристоры выключаются.

Отличие схемы параллельно-последовательного инвертора состоит только в наличии конденсатора C_2 (рис. 4-6). По принципу действия она аналогична параллельному инвертору.

Теоретический анализ и расчет схемы параллельного инвертора с обратными диодами. В работе [47] с помощью ЭВМ решены дифференциальные уравнения, описывающие работу схемы. В табл. 4-1 приведены вычисленные относительные значения максимальных и постоянных составляющих токов тиристоров и диодов $\frac{I_{a\,m}}{E_0' \sqrt{L/C_1}}$;

$\frac{I_{\text{д}\,m}}{E'_0\sqrt{L/C_1}}$; $\frac{I_{\text{а}\,0}}{E'_0\sqrt{L/C_1}}$; $\frac{I_{\text{д}\,0}}{E'_0\sqrt{L/C_1}}$; тока источника питания $\frac{I_0}{E'_0\sqrt{L/C_1}}$, максимальных напряжений на анодах тиристоров и емкости C_1, действующего напряжения на ней $U_{\text{а}\,m}/E'_0$; $U_{C\,m}/E'_0$; $U_{C\,\text{э}}/E'_0$, длительности тока через тиристор $t_{\text{и}}/T$, $t_{\text{в}\,\min}/t_{\text{в}}$, $k_{\text{в}}$, $k_{\text{м}}$. В качестве параметров выбраны величины: $\gamma = L/L_0$ (где L_0 — индуктивность намагничивания трансформатора), $\Theta = f_{\text{р}}/f$ (где f — генерируемая частота, $f_{\text{р}} = 1/\sqrt{LC_1}$), добротность $Q = R_{\text{н}}/\sqrt{LC_1}$.

Из табл. 4-1 видно, что с уменьшением Θ увеличивается коэффициент $k_{\text{в}}$, однако при этом уменьшается отношение $t_{\text{в}\,\min}/t_{\text{в}}$,

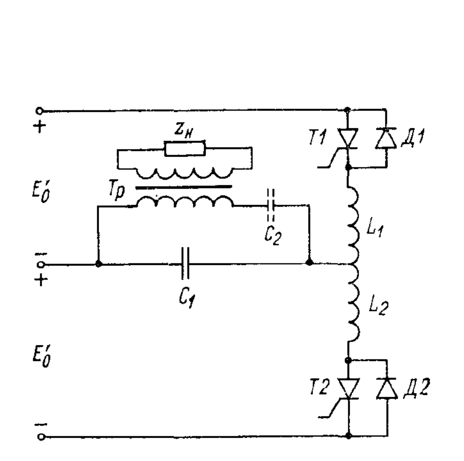


Рис. 4-6. Схема параллельного инвертора с обратными диодами и близкой к гармонической формой выходного напряжения

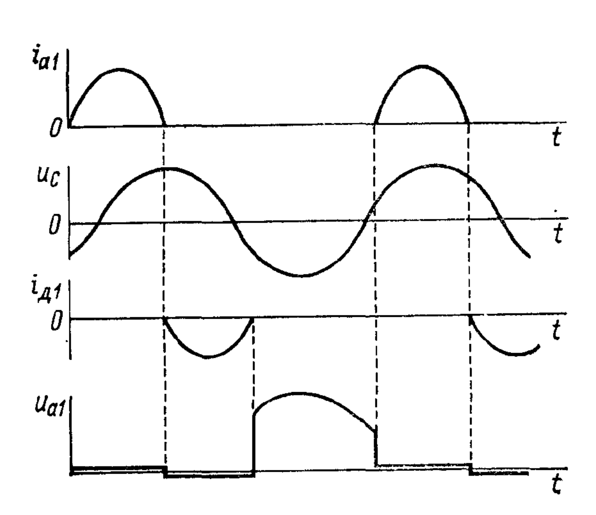


Рис. 4-7. Диаграммы токов и напряжений для параллельного инвертора с обратными диодами и близкой к гармонической формой выходного напряжения

которое уменьшается также с ростом γ. Величина $U_{a\,m}$ мало зависит от Q, токи $I_{\text{а}\,m}$ и $I_{\text{д}\,m}$ с ростом Q уменьшаются, причем ток $I_{\text{а}\,m}$ — в меньшей степени. Это объясняется тем, что с ростом добротности большая часть энергии возвращается через диоды *Д1*, *Д2* в источник питания. Коэффициент $k_{\text{м}}$ снижается с ростом Θ, так как уменьшается длительность тока через тиристоры $t_{\text{и}}$. Напряжения $U_{C\,m}$ и $U_{C\,\text{э}}$ практически не зависят от Q, т. е. генератор ведет себя как генератор напряжения. С увеличением Θ увеличивается коэффициент гармоник выходного напряжения. На основании вышесказанного для практического использования следует рекомендовать режимы с минимально возможными значениями добротности Q, так как увеличение ее ведет к росту емкости. Величину Θ для получения удовлетворительного коэффициента гармоник и достаточного схемного времени выключения тиристоров желательно выбирать в диапазоне 1,35—1,5. Величину γ желательно выбирать по возможности максимальной, но ее увеличение связано с ростом габаритов трансформатора.

Таблица 4-1

Вычисляемая величина	Q	γ = 0,005					γ = 0,010					γ = 0,050					γ = 0,100				
		θ																			
		1,10	1,35	1,50	2,00	3,00	1,10	1,35	1,50	2,00	3,00	1,10	1,35	1,50	2,00	3,00	1,10	1,35	1,50	2,00	3,00
$\frac{U_{am}}{E_0'}$	3	—	3,35	3,20	2,92	2,66	—	3,35	3,20	2,90	2,64	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	5	3,91	3,51	3,30	3,04	2,84	3,90	3,52	3,31	3,03	2,80	—	3,52	3,31	2,87	2,54	—	—	—	—	—
	10	4,13	3,61	3,33	3,07	2,93	4,13	3,62	3,34	3,06	2,89	4,11	3,63	3,37	2,90	2,65	4,07	3,63	3,37	2,71	—
	20	4,26	3,66	3,33	3,05	2,95	4,26	3,66	3,34	3,03	2,95	4,23	3,68	3,39	2,89	2,78	4,20	3,68	3,41	2,72	2,45
	50	4,34	3,68	3,32	3,02	2,98	4,33	3,69	3,33	3,00	3,05	4,31	3,72	3,39	2,87	2,90	4,28	3,73	3,42	2,72	2,55
$\frac{I_{am}}{E_0'\sqrt{L/C_1}}$	3	—	1,79	1,61	1,41	1,19	—	1,78	1,59	1,40	1,14	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	5	2,21	1,60	1,42	1,29	1,17	2,19	1,58	1,40	1,29	1,12	—	1,47	1,30	1,13	0,77	—	—	—	—	—
	10	1,99	1,42	1,26	1,15	1,11	1,98	1,41	1,24	1,17	1,05	1,83	1,30	1,15	1,09	0,70	1,66	1,18	1,04	0,79	—
	20	1,87	1,33	1,17	1,08	1,04	1,85	1,32	1,15	1,10	0,99	1,72	1,21	1,09	1,08	0,65	1,58	1,09	0,96	0,73	0,20
	50	1,79	1,28	1,12	1,03	1,00	1,77	1,26	1,10	1,07	0,94	1,64	1,16	1,06	1,08	0,61	1,49	1,04	0,91	0,69	0,17
$\frac{I_{дm}}{E_0'\sqrt{L/C_1}}$	3	—	0,45	0,40	0,28	0,16	—	0,44	0,39	0,26	0,14	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	5	0,70	0,77	0,68	0,57	0,51	0,70	0,76	0,66	0,55	0,48	—	0,70	0,60	0,44	0,24	—	—	—	—	—
	10	1,10	1,00	0,88	0,77	0,76	1,09	0,99	0,86	0,77	0,72	1,06	0,92	0,80	0,64	0,43	1,16	0,81	0,70	0,49	—
	20	1,30	1,16	0,97	0,87	0,87	1,29	1,10	0,96	0,86	0,83	1,24	1,02	0,89	0,77	0,52	1,29	0,91	0,79	0,58	0,08
	50	1,42	1,18	1,03	0,93	0,94	1,41	1,16	1,02	0,94	0,87	1,35	1,08	0,94	0,89	0,56	1,37	0,96	0,84	0,63	0,12
$\frac{I_{a0}}{E_0'\sqrt{L/C_1}}$	3	—	0,468	0,391	0,268	0,154	—	0,463	0,380	0,265	0,152	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	5	0,575	0,386	0,314	0,227	0,137	0,582	0,377	0,308	0,224	0,134	—	0,344	0,282	0,191	0,090	—	—	—	—	—
	10	0,489	0,314	0,262	0,190	0,122	0,482	0,312	0,256	0,192	0,116	0,435	0,283	0,230	0,165	0,075	0,400	0,250	0,200	0,118	—
	20	0,413	0,289	0,235	0,172	0,113	0,419	0,280	0,226	0,171	0,107	0,393	0,253	0,208	0,152	0,065	0,360	0,220	0,182	0,103	0,019
	50	0,389	0,265	0,219	0,163	0,107	0,365	0,261	0,215	0,165	0,099	0,371	0,236	0,193	0,149	0,060	0,332	0,106	0,166	0,094	0,014
$\frac{I_{д0}}{E_0'\sqrt{L/C_1}}$	3	—	0,065	0,057	0,033	0,010	—	0,062	0,053	0,028	0,009	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	5	0,137	0,129	0,112	0,079	0,044	0,158	0,128	0,104	0,077	0,047	—	0,113	0,093	0,066	0,016	—	—	—	—	—
	10	0,243	0,187	0,157	0,117	0,079	0,229	0,184	0,153	0,116	0,069	0,240	0,166	0,141	0,090	0,037	0,225	0,143	0,108	0,058	—
	20	0,292	0,226	0,180	0,137	0,089	0,287	0,216	0,174	0,134	0,085	0,289	0,194	0,160	0,168	0,047	0,269	0,168	0,136	0,076	0,004
	50	0,335	0,239	0,197	0,147	0,098	0,321	0,234	0,195	0,149	0,090	0,308	0,212	0,172	0,131	0,053	0,296	0,183	0,149	0,083	0,008
$\frac{I_0}{E_0'\sqrt{L/C_1}}$	3	—	0,398	0,330	0,250	0,141	—	0,394	0,326	0,227	0,138	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	5	0,413	0,249	0,204	0,145	0,092	0,409	0,246	0,202	0,143	0,090	—	0,229	0,189	0,127	0,071	—	—	—	—	—
	10	0,273	0,127	0,104	0,073	0,047	0,211	0,125	0,102	0,073	0,046	0,195	0,117	0,086	0,068	0,037	0,172	0,106	0,087	0,066	—
	20	0,107	0,064	0,052	0,037	0,024	0,108	0,063	0,051	0,047	0,023	0,098	0,059	0,048	0,039	0,018	0,089	0,053	0,044	0,027	0,015
	50	0,043	0,025	0,021	0,015	0,010	0,042	0,025	0,020	0,015	0,009	0,039	0,023	0,020	0,017	0,007	0,033	0,021	0,017	0,011	0,006
$\frac{U_{Cm}}{E_0'}$	3	—	2,16	2,01	1,85	1,66	—	2,14	2,00	1,84	1,65	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	5	2,74	2,21	2,05	1,94	1,83	2,72	2,20	2,04	1,93	1,81	—	2,14	2,00	1,83	1,54	—	—	—	—	—
	10	2,77	2,23	2,10	1,98	1,92	2,76	2,22	2,06	1,98	1,89	2,66	2,16	2,03	1,90	1,61	2,56	2,09	1,96	1,71	—
	20	2,78	2,23	2,08	1,99	1,95	2,77	2,22	2,07	1,99	1,92	2,67	2,17	2,03	1,97	1,63	2,57	2,10	1,96	1,72	1,18
	50	2,78	2,24	2,08	2,00	1,98	2,77	2,23	2,07	2,02	1,92	2,67	2,17	2,04	2,03	1,63	2,56	2,10	1,96	1,72	1,19
$\frac{U_{Cэ}}{E_0'}$	3	—	1,55	1,40	1,18	0,92	—	1,54	1,40	1,17	0,91	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	5	2,03	1,58	1,44	1,20	0,96	2,02	1,54	1,42	1,20	0,95	—	1,51	1,38	1,13	0,85	—	—	—	—	—
	10	2,07	1,60	1,45	1,21	0,98	2,06	1,59	1,43	1,21	0,96	1,97	1,53	1,39	1,15	0,86	1,88	1,46	1,32	1,04	—
	20	2,08	1,60	1,44	1,22	0,98	2,06	1,59	1,44	1,22	0,97	1,98	1,53	1,39	1,18	0,86	1,89	1,46	1,32	1,05	0,76
	50	2,08	1,60	1,44	1,22	0,99	2,07	1,59	1,44	1,22	0,97	1,98	1,53	1,39	1,21	0,86	1,89	1,46	1,32	1,05	0,76

Вычисляемая величина	Q	$\gamma=0,005$					$\gamma=0,010$			
		1,10	1,35	1,50	2,00	3,00	1,10	1,35	1,50	2,00
$\frac{t_и}{T}$	3	—	0,415	0,387	0,305	0,214	—	0,415	0,387	0,305
	5	0,436	0,378	0,354	0,280	0,187	0,436	0,378	0,353	0,280
	10	0,400	0,348	0,326	0,265	0,174	0,400	0,348	0,326	0,265
	20	0,364	0,333	0,320	0,255	0,170	0,382	0,333	0,313	0,255
	50	0,357	0,326	0,306	0,250	0,167	0,364	0,325	0,306	0,250
$\frac{t_{в\,min}}{t_в}$	3	—	0,328	0,500	0,614	0,771	—	0,254	0,448	0,534
	5	0,448	0,750	0,811	0,927	0,950	0,448	0,710	0,834	0,925
	10	0,618	0,823	0,905	1,000	0,979	0,618	0,823	0,902	1,000
	20	0,667	0,855	0,955	1,000	0,980	0,667	0,855	0,953	1,000
	50	0,685	0,883	0,965	1,000	1,000	0,685	0,860	0,955	1,000
$k_в$	3	—	0,204	0,200	0,155	0,087	—	0,183	0,193	0,150
	5	0,264	0,252	0,246	0,205	0,133	0,264	0,230	0,240	0,200
	10	0,309	0,292	0,280	0,225	0,153	0,309	0,263	0,273	0,220
	20	0,327	0,307	0,286	0,240	0,163	0,327	0,276	0,280	0,235
	50	0,345	0,315	0,300	0,245	0,168	0,345	0,283	0,300	0,240
$k_м$	3	—	0,312	0,304	0,260	0,195	—	0,311	0,299	0,261
	5	0,266	0,270	0,268	0,231	0,165	0,272	0,271	0,266	0,229
	10	0,238	0,245	0,250	0,215	0,150	0,236	0,244	0,247	0,214
	20	0,207	0,238	0,242	0,212	0,147	0,212	0,232	0,235	0,205
	50	0,200	0,225	0,236	0,209	0,144	0,190	0,225	0,235	0,205

По аналогии с рассмотренными в предыдущей главе последовательным и последовательно-параллельным инверторами для рассматриваемого инвертора может быть построена мостовая схема. Методика инженерного расчета, а также влияние нагрузки и генерируемой частоты на режим работы у рассматриваемого инвертора практически те же, что и у параллельно-последовательного инвертора, и рассматриваются ниже.

Теоретический анализ и расчет схемы параллельно-последовательного инвертора с обратными диодами. Анализ работы инвертора производится в предположении, что нагрузка имеет чисто активный характер ($z_н = r_н$). Для анализа используются параметры: добротность $Q = r_н/\sqrt{L/C_1}$ коммутирующего параллельного контура $L, C_1, r_н$; отношение $\Theta = \omega_0/\omega$ собственной частоты коммутирующего контура $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_1} - \frac{r_н^2}{4L^2}}$ к генерируемой частоте ω; соотношение емкостей $\varepsilon = C_1/C_2$.

В зависимости от величины Θ в течение полупериода работы схемы возможен один или два этапа. При $\Theta \geqslant 2$ тиристоры и диоды проводят ток поочередно и существует один этап. При $\Theta < 2$ ти-

Продолжение табл. 4-1

	$\gamma=0{,}050$					$\gamma=0{,}100$				
θ										
3,00	1,10	1,35	1,50	2,00	3,00	1,10	1,35	1,50	2,00	3,00
0,214	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,187	—	0,370	0,347	0,270	0,184	—	—	—	—	—
0,174	0,390	0,340	0,320	0,255	0,167	0,382	0,333	0,306	0,235	—
0,167	0,372	0,326	0,306	0,235	0,157	0,364	0,318	0,300	0,225	0,143
0,163	0,364	0,318	0,300	0,230	0,153	0,354	0,311	0,287	0,215	0,127
0,640	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,925	—	0,523	0,630	0,695	0,782	—	—	—	—	—
0,980	0,470	0,715	0,775	0,853	0,875	0,303	0,520	0,553	0,650	—
0,980	0,556	0,753	0,834	0,905	0,885	0,417	0,620	0,600	0,725	0,880
0,980	0,595	0,783	0,838	0,910	0,890	0,487	0,680	0,620	0,762	0,890
0,084	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,133	—	0,248	0,234	0,180	0,107	—	—	—	—	—
0,150	0,309	0,285	0,266	0,205	0,133	0,300	0,278	0,253	0,185	—
0,160	0,327	0,300	0,280	0,210	0,143	0,327	0,292	0,266	0,200	0,084
0,163	0,336	0,307	0,286	0,220	0,150	0,336	0,300	0,280	0,210	0,103
0,202	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,171	—	0,266	0,262	0,235	0,184	—	—	—	—	—
0,153	0,231	0,240	0,237	0,216	0,162	0,236	0,234	0,228	0,221	—
0,147	0,216	0,228	0,230	0,197	0,143	0,217	0,219	0,222	0,208	0,155
0,137	0,210	0,218	0,226	0,192	0,136	0,208	0,212	0,214	0,200	0,129

ристоры и диоды противоположных плеч в течение некоторого времени $t_п$ оказываются включенными одновременно. Ток протекает одновременно либо через диод *Д1* и тиристор *Т2*, либо через диод *Д2* и тиристор *Т1*. Для этого случая выделяем два этапа работы схемы.

Рассмотрим полупериод работы схемы, когда существует только один первый этап либо оба этапа.

Вводя обычные допущения, приведенные в главе первой, построим для каждого этапа работы инвертора эквивалентные схемы для преобразованных по Лапласу напряжений и токов. Эти схемы представлены на рис. 4-8, где U_{11}, U_{21} и I_1 — начальные значения напряжений на емкостях C_1, C_2 и тока в индуктивности L для первого этапа, а U_{12}, U_{22} и I_2 — начальные значения напряжений и тока для тех же элементов на втором этапе. Величины $I_{L1}(p)$, $I_{C1}(p)$, $I_{н1}(p)$ — изображения искомых токов $i_{L1}(t)$, $i_{C1}(t)$, $i_{н1}(t)$ для первого этапа, а $I_{а2}(p)$, $I_{д2}(p)$, $I_{C2}(p)$, $I_{н2}(p)$ — изображения токов $i_{а2}(t)$, $i_{д2}(t)$, $i_{C2}(t)$ и $i_{н2}(t)$ для второго этапа. Следует учитывать, что все токи и напряжения в дальнейшем приведены к безразмерным величинам путем деления токов на $E'_0/\sqrt{L/C}$, а напряжений — на E'_0.

Используя первую эквивалентную схему рис. 4-8, получим для первого этапа:

$$I_{L1}(p) = I_1 \frac{p^2 + a_1 p + a_2}{p^3 + bp^2 + cp + d}; \tag{4-18}$$

$$I_{C1}(p) = \left(I_1 + \frac{U_{11} - U_{21}}{Q}\right) \frac{p^2 + a_3 p + a_4}{p^3 + bp^2 + cp + d}; \tag{4-19}$$

$$I_{н1}(p) = \frac{U_{11} - U_{21}}{Q} \; \frac{p^2 + a_5 p + a_4}{p^3 + bp^2 + cp + d}, \tag{4-20}$$

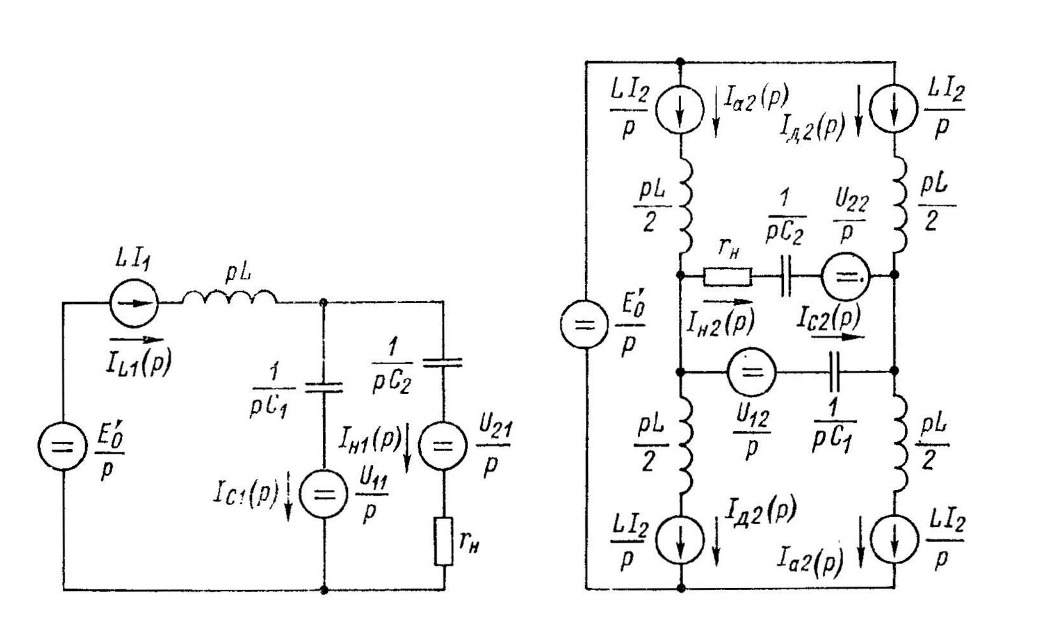


Рис. 4-8. Эквивалентные схемы параллельного инвертора с обратными диодами и близкой к гармонической формой выходного напряжения

где

$$a_1 = \frac{1}{\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}} \left(\frac{\varepsilon + 1}{Q} + \frac{1 + U_{11}}{I_1}\right); \quad a_2 = \frac{(1 + U_{21}) + \varepsilon (1 + U_{11})}{QI_1 [1 - 1/(4Q^2)]};$$

$$a_3 = \frac{\varepsilon I_1 + Q (1 + U_{11})}{\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}\,(QI_1 + U_{11} - U_{21})};$$

$$a_4 = \frac{\varepsilon (1 + U_{11})}{[1 - 1/(4Q^2)]\,(QI_1 + U_{11} - U_{21}]};$$

$$a_5 = -\frac{I_1}{\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}\,(U_{11} - U_{21})}; \quad a_6 = -\frac{1 + U_{21}}{[1 - 1/(4Q^2)]\,(U_{11} - U_{21})};$$

$$b = \frac{\varepsilon + 1}{Q\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}}; \quad c = \frac{1}{1 - 1/(4Q^2)}; \quad d = \frac{\varepsilon}{Q\,[\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}\,]^3}.$$

После обратного преобразования Лапласа и введения безразмерного времени $\tau = \omega t$ получаем

$$i_{L1}(\tau) = \frac{I_1 e^{x\Theta\tau}}{y^2 + (3x + b)^2} \left\{\left[(2x + b)^2 + a_1 (2x + b) + a_2\right] e^{-(3x+b)\,\Theta\tau} + \right.$$

$$+\left[(3x+b)(2x+a_1)-(x^2-y^2+a_1x+a_2)\right]\cos y\Theta\tau+$$
$$\left.+\frac{y^2(2x+a_1)+(x^2-y^2+a_1x+a_2)(3x+b)}{y}\sin y\Theta\tau\right\}; \qquad (4\text{-}21)$$

$$i_{C1}(\tau)=-\left(I_1+\frac{U_{11}-U_{21}}{Q}\right)\frac{e^{x\Theta\tau}}{y^2+(3x+b)^2}\left\{\left[(2x+b)^2-\right.\right.$$
$$\left.-a_3(2x+b)+a_4\right]e^{-(3x+b)\Theta\tau}+\left[(3x+b)(2x+a_3)-\left(x^2-y^2+a_3x+a_4\right)\right]\times$$
$$\left.\times\cos y\Theta\tau+\frac{y^2(2x+a_3)+(x^2-y^2+a_3x+a_4)(3x+b)}{y}\sin y\Theta\tau\right\}; \qquad (4\text{-}22)$$

$$i_{н1}(\tau)=\frac{U_{11}-U_{21}}{Q}\frac{e^{x\Theta\tau}}{y^2+(3x+b)^2}\left\{\left[(2x+b)^2-a_5(2x+b)+a_6\right]\times\right.$$
$$\times e^{-(3x+b)\Theta\tau}+\left[(3x+b)(2x+a_5)-\left(x^2-y^2+a_5x+a_6\right)\right]\cos y\Theta\tau+$$
$$\left.+\frac{y^2(2x+a_5)+(x^2-y^2+a_5x+a_6)(3x+b)}{y}\sin y\Theta\tau\right\}, \qquad (4\text{-}23)$$

где

$$x=-\frac{W+V}{2}-\frac{b}{3}; \quad y=\frac{W-V}{2}\sqrt{3};$$

$$W=\sqrt[3]{-q+\sqrt{D}}; \quad V=\sqrt[3]{-q-\sqrt{D}}; \quad D=q^2+k^2;$$
$$k=(3c-b^2)/9; \qquad q=2b^3/54-bc/6+d/2.$$

Эти величины определяются при нахождении методом Кардана полюсов рациональных дробей изображений токов (4-18) — (4-20). При этом необходимо соблюдать условие $D>0$, чтобы обеспечить колебательный характер процесса в коммутирующем контуре и соответственно режим естественного выключения тиристоров.

Напряжения на емкостях C_1 и C_2, индуктивности L, нагрузке $r_и$ и выключенных парах тиристор—диод могут быть определены с помощью выражений:

$$u_{C_1 1}(\tau)=\frac{\Theta}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}}\int_0^\tau i_{C_1}(\tau)\,d\tau; \qquad (4\text{-}24)$$

$$u_{C_2 1}(\tau)=\frac{\varepsilon\Theta}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}}\int_0^\tau i_{н1}(\tau)\,d\tau; \qquad (4\text{-}25)$$

$$u_{L1}(\tau)=\frac{\sqrt{1-1/(4Q^2)}}{2\Theta}\frac{di_{L1}(\tau)}{d\tau}; \qquad (4\text{-}26)$$

$$u_{н1}(\tau)=Qi_{н1}(\tau); \qquad u_{a1}(\tau)=1+u_{C1}(\tau). \qquad (4\text{-}27;\ 4\text{-}28)$$

Для второго этапа, используя вторую эквивалентную схему рис. 4-8, найдем

$$I_{a2}(p)=\frac{1}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}}\frac{1}{p^2}+\frac{U_{21}}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}}\frac{p^2+a_1p+a_2}{p(p^3+bp^2+c_1p+d_1)};$$
$$(4\text{-}29)$$

$$I_{д2}(p)=\frac{1}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}}\,\frac{1}{p^2}+I_2\,\frac{p^3+a_3p^2+a_4p+a_5}{p\,(p^3+bp^2+c_1p+d_1)};\qquad(4\text{-}30)$$

$$I_{C2}(p)=\left(I_2-\frac{U_{12}-U_{22}}{Q}\right)\frac{p^2+a_6p+a_7}{p^3+bp^2+c_1p+d_1};\qquad(4\text{-}31)$$

$$I_{н2}(p)=\frac{U_{12}-U_{22}}{Q}\,\frac{p^2+a_8p+a_9}{p^3+bp^2+c_1p+d_1},\qquad(4\text{-}32)$$

где

$$a_1=\left(\frac{I_2}{U_{12}}+\frac{\varepsilon}{Q}+\frac{U_{22}}{U_{12}Q}\right)\frac{1}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}};\qquad a_2=\frac{I_2\varepsilon}{U_{12}Q\,[1-1/(4Q^2)]};$$

$$a_3=\frac{1}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}}\left(\frac{\varepsilon+1}{Q}-\frac{U_{12}}{I_2}\right);$$

$$a_4=\frac{1}{1-1/(4Q^2)}\left(1-\frac{\varepsilon U_{12}}{QI_2}-\frac{U_{22}}{QI_2}\right);$$

$$a_5=\frac{\varepsilon}{Q\,[\sqrt{1-1/(4Q^2)}\,]^3};\qquad a_6=\frac{\varepsilon I_2-2QU_{12}}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}\,(QI_2-U_{12}+U_{22})};$$

$$a_7=\frac{2\varepsilon U_{12}}{[1-1/(4Q^2)]\,(QI_2-U_{12}+U_{22})};\qquad a_8=\frac{I_2}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}\,(U_{12}-U_{22})};$$

$$a_9=-\frac{2U_{22}}{[1-1/(4Q^2)]\,(U_{12}-U_{22})},$$

а величины b, c, d аналогичны полученным в выражениях (4-18) — (4-20).

После обратного преобразования получаем

$$i_{a2}(\tau)=\frac{\Theta\tau}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}}+\frac{U_{12}}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}}\left\{-\frac{a_2}{\nu\,(x^2-y^2)}+\right.$$
$$+\frac{\nu^2+a_1\nu+a_2}{\nu\,[(\nu-x)^2+y^2]}\,e^{\nu\Theta\tau}+e^{x\Theta\tau}\left[\frac{\xi_1H-\psi_1\varphi}{(x^2+y^2)\,[(x-\nu)^2+y^2]}\cos y\Theta\tau+\right.$$
$$\left.\left.+\frac{\psi_1H+y^2\xi_1\varphi}{y\,(x^2+y^2)\,[(x-\nu)^2+y^2]}\sin y\Theta\tau\right]\right\};\qquad(4\text{-}33)$$

$$i_{д2}(\tau)=\frac{\Theta\tau}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}}+I_2\left\{-\frac{a_5}{\nu\,(x^2-y^2)}+\frac{\nu^3+a_3\nu^2+a_1\nu+a_5}{\nu\,[(\nu-x)^2+y^2]}\,e^{\nu\Theta\tau}+\right.$$
$$+e^{x\Theta\tau}\left[\frac{\xi_2H-\psi_2\varphi}{(x^2+y^2)\,[(x-\nu)^2+y^2]}\cos y\Theta\tau+\right.$$
$$\left.\left.+\frac{\psi_2H+y^2\xi_2\varphi}{y\,(x^2+y^2)\,[(x-\nu)^2+y^2]}\sin y\Theta\tau\right]\right\};\qquad(4\text{-}34)$$

$$i_{C2}(\tau)=\left(I_2-\frac{U_{12}-U_{22}}{Q}\right)\frac{e^{x\Theta\tau}}{y^2+(3x+b)^2}\left\{\left[(2x+b)^2-a_6\,(2x+b)+a_7\right]\times\right.$$
$$\times e^{-(3x+b)\,\Theta\tau}+\left[(2x+a_6)\,(3x+b)-\left(x^2-y^2+a_6x+a_7\right]\cos y\Theta\tau+\right.$$

$$+\frac{(x^2+y^2+a_6x+a_7)(3x+b)+y^2(2x+a_6)}{y}\sin y\Theta\tau\Big\}; \qquad (4\text{-}35)$$

$$i_{н2}(\tau)=\frac{U_{12}-U_{22}}{Q}\frac{e^{x\Theta\tau}}{y^2+(3x+b)^2}\left\{\left[(2x+b)^2-a_8(2x+b)+a_9\right]\times\right.$$

$$\times e^{-(3x+b)\Theta\tau}+\left[(2x+a_8)(3x+b)-\left(x^2-y^2+a_8x+a_9\right)\right]\cos y\Theta\tau+$$

$$\left.+\frac{(x^2-y^2+a_8x+a_9)(3x+b)+y^2(2x+a_8)}{y}\sin y\Theta\tau\right\}, \qquad (4\text{-}36)$$

где $\xi_1=2x+a_1$; $H=x^2-\nu x-y^2$; $\varphi=2x-\nu$; $\psi_1=x^2-y^2+$ $+a_1x+a_2$; $\xi_2=3x^2-y^2+2a_3x+a_4$; $\psi_2=x^3-3xy^2+a_3x^2-$ $-a_3y^2+a_4x+a_5$; $\nu=-2x-b$.

Величины x, y, W, V, D, k, q определяются так же, как и в выражениях (4-21) — (4-23). Токи и напряжения схемы вычисляются методом припасовывания.

В первом полупериоде с момента включения схемы независимо от величин Q, Θ и ε существует только один (первый) этап с начальными значениями $U_{11}=U_{21}=I_1=0$. Начиная со второго каждый полупериод состоит из одного (первого) этапа лишь в случае, когда $\Theta\geqslant 2$, а для $\Theta<2$ разбивается на два этапа, причем начало отсчета времени для второго этапа совпадает с моментом включения тиристора, а для первого — с моментом окончания тока через диод противоположного плеча.

Зависимости длительности тока через тиристор $t_и$ и обратный диод $t_д$ (эта величина определяет схемное время выключения $t_в$ и равна ему) находятся из решения уравнений $i_{L1}(t_и)=0$; $i_{L1}(t_д)=0$; $i_{а2}(t_и)=0$; $i_{д2}(t_д)=0$.

Для определения зависимостей относительных максимальных значений тока через тиристор $\frac{I_{а\,m}\sqrt{L/C_1}}{E_0'}$ и диод $\frac{I_{д\,m}\sqrt{L/C_1}}{E_0'}$ используются выражения (4-21), (4-33), (4-34).

Максимальное значение напряжения на паре тиристор—диод U_{am} соответствует экстремуму функции, описываемой выражением (4-28).

Ток, потребляемый от источника питания, определяется выражением

$$I_0=2(I_{а0}-I_{д0})=2\left[\frac{1}{T}\int_0^{t_и}i_а(t)\,dt-\frac{1}{T}\int_0^{t_д}i_д(t)\,dt\right], \qquad (4\text{-}37)$$

где $I_{а0}$ — средний ток через тиристор; $I_{д0}$ — средний ток через обратный диод.

Кроме максимального напряжения U_{Cm} на емкости C_1, определяется также амплитуда первой гармоники напряжения $U_{н1}$ на сопротивлении нагрузки $r_н$.

При расчетах переходный процесс считается законченным, когда максимальное напряжение на тиристоре $U_{а\,m}$ от полупериода к полупериоду меняется менее чем на 3 %. Длительность переходного процесса для всех рассмотренных режимов не превышает 10—12 полупериодов выходного напряжения, а напряжения и токи достигают своих наибольших значений в установившемся режиме. Схемное время выключения минимально ($t_{в\,\min}$) в первом полупериоде.

Вычисленные величины $\frac{U_{а\,m}}{E_0'}$, $\frac{U_{н1}}{E_0'}$, $\frac{U_{Cm}}{E_0'}$, $\frac{I_{а\,m}\sqrt{L/C_1}}{E_0'}$, $\frac{I_{д\,m}\sqrt{L/C_1}}{E_0'}$, $\frac{I_0\sqrt{L/C_1}}{E_0'}$, $k_м$, $\frac{t_и}{T}$, $k_в$, $\frac{t_{в\,\min}}{t_в}$ приведены в табл. 4-2. В ка-

Таблица 4-2

Вычисляемая величина	Q	$\varepsilon = 0,1$			$\varepsilon = 1,0$			$\varepsilon = 3,0$		
		Θ								
		1,2	1,5	2,0	1,2	1,5	2,0	1,2	1,5	2,0
$\frac{U_{am}}{E_0'}$	1	—	—	—	3,94	3,36	3,00	3,56	3,10	2,90
	2	—	—	—	3,82	3,28	2,96	3,59	3,14	2,97
	3	3,63	3,10	2,74	3,70	3,24	2,94	3,64	3,17	3,00
	5	3,50	3,06	2,70	3,60	3,18	2,94	3,70	3,20	3,00
	10	3,50	3,04	2,80	3,60	3,18	2,94	3,70	3,20	3,00
$\frac{I_{am}\sqrt{L/C_1}}{E_0'}$	1	—	—	—	3,20	2,20	1,71	1,85	1,35	1,15
	2	—	—	—	2,72	1,94	1,61	2,28	1,50	1,23
	3	2,21	1,63	1,41	2,42	1,76	1,49	2,32	1,55	1,30
	5	1,93	1,44	1,23	2,05	1,55	1,32	2,10	1,49	1,26
	10	1,74	1,30	1,12	1,80	1,30	1,19	1,85	1,35	1,15
$\frac{I_{дm}\sqrt{L/C_1}}{E_0'}$	1	—	—	—	1,26	1,18	1,04	1,61	1,20	1,08
	2	—	—	—	1,05	0,93	0,82	1,59	1,18	1,04
	3	0,80	0,50	0,35	0,97	0,80	0,70	1,55	1,15	1,00
	5	1,00	0,71	0,55	1,10	0,82	0,75	1,43	1,07	0,95
	10	1,28	0,90	0,78	1,28	0,94	0,85	1,35	1,00	0,90
$\frac{I_0\sqrt{L/C_1}}{E_0'}$	1	—	—	—	0,77	0,34	0,17	0,10	0,06	0,02
	2	—	—	—	0,62	0,34	0,17	0,23	0,16	0,10
	3	0,47	0,34	0,24	0,50	0,31	0,15	0,30	0,20	0,11
	5	0,32	0,20	0,14	0,34	0,21	0,12	0,27	0,14	0,08
	10	0,18	0,10	0,08	0,18	0,12	0,07	0,17	0,08	0,05
$\frac{U_{Cm}}{E_0'}$	1	—	—	—	5,74	4,56	4,20	5,04	4,04	3,93
	2	—	—	—	5,44	4,42	4,41	5,40	4,05	3,95
	3	5,02	4,10	3,80	5,32	4,33	4,45	5,58	4,06	3,97
	5	5,02	4,12	3,82	5,28	4,26	4,34	5,52	4,06	3,99
	10	5,11	4,20	3,94	5,76	4,30	4,30	5,20	4,01	3,99
$\frac{U_{н1}}{E_0'}$	1	—	—	—	3,59	2,53	1,65	1,73	0,83	0,61
	2	—	—	—	4,52	3,50	2,83	3,12	1,87	1,36
	3	4,97	4,09	2,68	4,91	3,99	3,50	4,02	2,55	1,93
	5	5,10	4,12	2,90	5,00	4,10	3,80	4,50	3,27	2,56
	10	5,10	4,12	3,16	5,00	4,10	3,80	4,90	3,75	3,39
$\frac{t_и}{T}$	1	—	—	—	0,500	0,412	0,315	0,375	0,330	0,260
	2	—	—	—	0,478	0,409	0,331	0,402	0,350	0,279
	3	0,452	0,393	0,315	0,461	0,402	0,326	0,427	0,360	0,289
	5	0,435	0,371	0,289	0,432	0,378	0,303	0,442	0,362	0,292
	10	0,394	0,341	0,273	0,400	0,350	0,287	0,410	0,335	0,280
$\frac{t_{в\,min}}{t_в}$	1	—	—	—	0,65	0,87	0,97	0,78	0,95	1,00
	2	—	—	—	0,62	0,89	0,98	0,73	0,93	1,00
	3	—	0,67	0,79	0,61	0,91	0,99	0,71	0,92	1,00
	5	0,59	0,81	0,89	0,68	0,93	1,00	0,71	0,92	1,00
	10	0,75	0,91	1,00	0,72	0,88	1,00	0,75	0,88	1,00

Вычисляемая величина	Q	$\varepsilon=0,1$			$\varepsilon=1,0$			$\varepsilon=3,0$		
		Θ								
		1,2	1,5	2,0	1,2	1,5	2,0	1,2	1,5	2,0
$k_м$	1	—	—	—	0,245	0,186	0,130	0,062	0,088	0,030
	2	—	—	—	0,238	0,215	0,138	0,112	0,134	0,100
	3	0,275	0,255	0,240	0,220	0,217	0,138	0,145	0,150	0,114
	5	0,190	0,176	0,164	0,184	0,176	0,119	0,134	0,119	0,081
	10	0,118	0,106	0,100	0,112	0,109	0,080	0,100	0,075	0,065
$k_в$	1	—	—	—	0,25	0,28	0,29	0,34	0,32	0,26
	2	—	—	—	0,25	0,26	0,26	0,33	0,31	0,27
	3	0,24	0,22	0,19	0,26	0,25	0,25	0,32	0,31	0,28
	5	0,27	0,25	0,22	0,29	0,27	0,24	0,32	0,30	0,27
	10	0,33	0,31	0,23	0,33	0,31	0,24	0,33	0,31	0,25

честве $k_м$ в данном случае взята величина $4\frac{E_0 I_0}{U_{a\,m} I_{a\,m}}$. Она несколько занижена, так как ток I_0 меньше I_{a0}, что следует из выражения (4-37).

Как и следовало ожидать, из-за наличия обратных диодов максимальное напряжение на анодах тиристоров остается практически постоянным при изменении сопротивления нагрузки, от которого прямо пропорционально зависит добротность Q. Ток через тиристоры $I_{a\,m}$ и постоянный ток источника питания I_0 возрастают с уменьшением добротности Q при малых ε. С увеличением ε появляются экстремальные (максимальные) значения токов $I_{a\,m}$, $I_{a\,0}$, соответствующие малым значениям Q. В результате коэффициент использования тиристоров по мощности $k_м$ достигает максимального значения при $Q = 1 \div 4$. С уменьшением значения ε величина $k_м$ увеличивается. На коэффициент $k_в$ в первую очередь влияет величина Θ, с увеличением ее $k_в$ уменьшается. От добротности Q коэффициент $k_в$ зависит только при малых ε, при этом он уменьшается с уменьшением Q. Отношение $t_{в\,min}/t_в$ возрастает при увеличении ε для малых добротностей, для больших добротностей оно практически не зависит от ε. Рост Θ приводит к увеличению отношения $t_{в\,min}/t_в$. Таким образом, для наилучшего использования тиристоров по мощности при достаточно большом схемном времени выключения (с учетом переходного процесса при включении) и получения удовлетворительной формы выходного напряжения (коэффициент гармоник не более 10—15 %) следует выбирать режим с добротностью $Q = 2 \div 4$, Θ около 1,5 и ε — порядка единицы.

Расчет инвертора на максимальную мощность по заданным параметрам тиристоров, приведенным в конце первой главы, и генерируемой частоте $f = 1/T$ может быть проведен в следующем порядке:

1. Учитывая указанные выше соображения и условие $t_{в. ном} < t_{в\ min}$, выбираем режим работы инвертора, т. е. задаемся величинами Q, Θ, ε.

2. Задаваясь величиной $U_{а.д}$, находим с помощью табл. 4-2 величину E'_0.

3. По известной из табл. 4-2 величине $\frac{I_{am}\sqrt{L/C_1}}{E'_0}$, полагая $I_{am} = I_{a\,m\,д}$, определяем волновое сопротивление $\sqrt{L/C_1}$ контура L_1, C_1, $r_н$.

4. Зная величины Q, Θ, $\sqrt{L/C_1}$ и собственную частоту $\omega_0 = \Theta\omega$ контура, нетрудно найти его параметры L, C_1, $r_н$ и далее по известной величине ε — емкость $C_2 = C_1/\varepsilon$.

5. Полагая импульс тока через тиристор синусоидальным и зная его длительность из табл. 4-2, можно определить крутизну его нарастания $S_i = \omega I_{a\,m} \cos \omega t \big|_{t=0}$ и установить, не превосходит ли она допустимое значение $S_{i\,д}$.

6. По известным значениям величины $\frac{I_{д\,m}\sqrt{L/C_1}}{E'_0}$ находим максимальный ток диода $I_{д\,m}$ и далее выбираем тип диода.

Для параллельно-последовательного инвертора с обратными диодами, как и для параллельного, нетрудно построить мостовую схему.

Работа параллельно-последовательного инвертора с обратными диодами при изменяющихся нагрузке и частоте. При рассмотрении влияния изменения нагрузки на режим работы инвертора возможны два случая: когда нагрузка чисто активная и когда она содержит активную и реактивную составляющие.

Если нагрузка имеет чисто активный характер, то изменение ее ведет к прямо пропорциональному изменению добротности Q. В соответствии с табл. 4-2 максимальное напряжение на анодах тиристоров $U_{a\,m}$ при этом остается постоянным, а ток $I_{a\,m}$ с ростом $r_н$ уменьшается. Величины $k_в$ и $t_{в\,min}/t_в$ при больших ε меняются с изменением $r_н$ мало, а при малых (например, $\varepsilon = 0{,}1$) с уменьшением $r_н$ уменьшаются. Так как КПД инвертора достаточно велик, то мощность в нагрузке изменяется почти пропорционально току I_0, а он уменьшается с ростом $r_н$. Таким образом, если нагрузка чисто активная, то при ее изменении работоспособность инвертора может быть нарушена только из-за увеличения максимального тока через тиристор при уменьшении $r_н$. Если при проектировании инвертора выбраны достаточные запасы по току тиристоров, то инвертор сохраняет работоспособность даже при значительных изменениях нагрузки.

Для комплексной нагрузки при изменении активной составляющей ее полного сопротивления $z_н$ поведение инвертора ничем не отличается от вышеописанного. На практике обычно встречаются два случая реализации сопротивления $z_н$: последовательное соеди-

нение индуктивности $L_н$ и активного сопротивления $r_н$ или параллельное соединение емкости $C_н$ и сопротивление $r_н$. Будем полагать первоначально, что реактивные составляющие нагрузки скомпенсированы реактивностями противоположного знака. Тогда при изменении реактивной составляющей появление дополнительного индуктивного или емкостного сопротивления ведет к изменению ε, причем в обоих случаях емкость C_2 уменьшается, так как либо она частично компенсируется индуктивностью, либо уменьшается за счет последовательно включенной емкости. Это означает, что параметр ε увеличивается. Из табл. 4-2 следует, что при больших значениях Q величина ε слабо влияет на режим работы инвертора. При малых Q рост ε свыше единицы ведет к уменьшению токов $I_{a\,m}$, I_0 и соответственно уменьшению мощности в нагрузке. Величина $k_в$ увеличивается с ростом ε. Из сказанного следует, что изменение реактивной составляющей нагрузки не нарушает работоспособности инвертора, но вызывает уменьшение мощности в нагрузке.

При совместном изменении активной и реактивной составляющих нагрузки одновременно меняется не только ε, но и Q. Наиболее резкие изменения режима происходят при одновременном изменении реактивной составляющей и увеличении $r_н$.

Изменение выходной частоты инвертора осуществляется посредством изменения частоты управляющих импульсов. Это вызывает изменение величины Θ. Рост Θ ведет к уменьшению токов $I_{a\,m}$, I_0, мощности $P_{\sim}$, практически пропорциональной току I_0, и несколько меньшему уменьшению $U_{a\,m}$. Величина $k_в$ также уменьшается при увеличении Θ, но отношение $t_{в\,min}/t_в$ увеличивается. Таким образом, произведение $(t_{в\,min}/T)\,k_в$ меняется сравнительно мало. Необходимо помнить, что не следует допускать уменьшения параметра Θ меньше единицы, поскольку в этом случае возникает режим, когда токи через тиристоры *T1* и *T2* текут одновременно, т. е. происходит короткое замыкание источника питания.

4-3. Последовательный инвертор с обратными диодами

Схема инвертора. Схема инвертора (рис. 4-9) включает в себя два тиристора *T1*, *T2* с встречно-параллельно соединенными диодами и последовательный контур L, C, $z_и$ (может быть легко построена и мостовая схема инвертора). Могут быть рассмотрены три режима работы схемы. В первом из них, когда имеется условие $\omega \geqslant \omega_0$, необходима принудительная коммутация тиристоров. Во втором режиме (условие $\omega_0 > 2\omega$) ток через нагрузку имеет прерывистый характер и коэффициент гармоник выходного сигнала очень велик.

Третий режим соответствует соотношению частот $\omega < \omega_0 < 2\omega$ и представляет наибольший практический интерес. Схема в этом режиме работает следующим образом.

При поступлении управляющего импульса тиристор *Т1* проводит ток в течение полупериода $T_0/2 = 1/(2f_0)$, затем ток изменяет свое направление и протекает через диод *Д1*. Во время протекания тока через диод *Д1* к тиристору прикладывается отрицательное напряжение, равное напряжению на открытом диоде, и он выключается. Через время $T/2 = 1/(2f)$ управляющий импульс поступает на тиристор *Т2*, и процесс повторяется. В результате к контуру $LCz_н$ прикладывается знакопеременное напряжение прямоугольной формы с амплитудой E_0'.

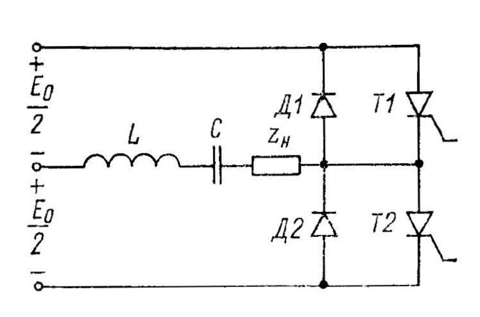


Рис. 4-9. Схема последовательного инвертора с обратными диодами

Теоретический анализ и расчет схемы. Анализ схемы [17] произведен для активной нагрузки ($z_н = r_н$) при обычных допущениях, указанных в главе первой. Задача в конечном счете сводится к определению тока в последовательном контуре при воздействии переменной ЭДС $e(t)$ прямоугольной формы с амплитудой E_0.

Используя преобразование Лапласа, получим

$$L[e(t)] = \frac{2E_0}{\omega s}\left[1 - e^{-s\pi}\frac{1 + (-1)^{n+1}e^{-ns\pi}}{1 + e^{-s\pi}}\right], \tag{4-38}$$

где $n = 0, 1, 2, 3 \ldots$ — номер периода; $s = \omega p$ (p — оператор Лапласа).

Преобразованное входное сопротивление контура L, C, $r_н$ имеет вид

$$Z(s) = \frac{\omega L}{s}\left[\left(s + \frac{\alpha}{2}\right)^2 + \gamma^2\right], \tag{4-39}$$

где $\alpha = \omega_к/(2Q)$; $Q = \omega_к L/r_н$; $\omega_к = 1/\sqrt{LC}$; $\gamma = \omega_0/\omega$; $\omega_0 = \omega_к\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}$.

Преобразованное выражение для тока нагрузки через $r_н$ получается в результате деления правой части выражения (4-38) на правую часть выражения (4-39). Оно представляет собой функцию s, аналитическую на всей комплексной плоскости, кроме простых полюсов $s_{1,2} = \alpha/2 \pm j\gamma$, $s_к = \pm(2k + 1)j$, где $k = 0, 1, 2 \ldots$. После обратного преобразования с учетом того, что вычеты в полюсах $s_к = \pm(2k + 1)j$ равны нулю, получим

$$i(\tau, n) = \frac{E_0}{\gamma\omega L}e^{-\frac{\alpha}{2}(\tau-\pi)}\left\{\frac{\sin\gamma\tau + e^{-\frac{\alpha}{2}\pi}\sin\gamma(\tau-\pi)}{\operatorname{ch}\frac{\alpha}{2}\pi + \cos\gamma\pi} + \right.$$

$$\left. + e^{-n\frac{\alpha}{2}\pi}\left[\sin\gamma(n\pi+\tau) - \frac{\sin\gamma(n\pi+\tau) + e^{-\frac{\alpha}{2}\pi}\sin\gamma[\tau + (n-1)\pi]}{\operatorname{ch}\frac{\alpha}{2}\pi + \cos\gamma\pi}\right]\right\}, \tag{4-40}$$

где безразмерное время $\tau = \omega t$ изменяется в пределах от 0 до π.

Выражение (4-40) является универсальным, т. е. пригодным как для переходного, так и установившегося процессов: причем для второго случая необходимо принять $n \to \infty$. В этом случае получаем

$$i_{\text{уст}}(\tau) = \frac{E_0}{\gamma\omega L} e^{-\frac{\alpha}{2}(\tau-\pi)} \frac{\sin\gamma\tau + e^{-\frac{\alpha}{2}\pi} \sin\gamma(\tau-\pi)}{\operatorname{ch}\frac{\alpha}{2}\pi + \cos\gamma\pi}. \qquad (4\text{-}41)$$

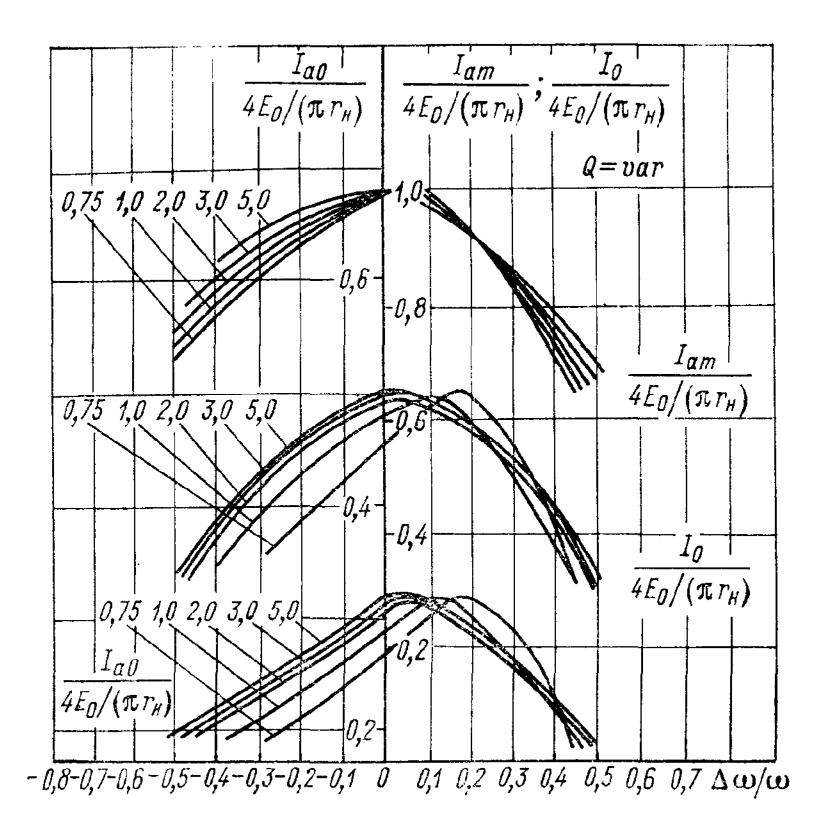


Рис. 4-10. Зависимости для величин, характеризующих режим работы последовательного инвертора с обратными диодами

Ток источника питания определяется выражением

$$I_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} i_{\text{уст}}(\tau)\, d\tau = \frac{2E_0}{\pi\gamma\omega L} \frac{\beta \operatorname{sh}\frac{\alpha}{2}\pi - \frac{1}{2Q}\sin\gamma\pi}{\operatorname{ch}\frac{\alpha}{2}\pi + \cos\gamma\pi}, \qquad (4\text{-}42)$$

где

$$\beta = \sqrt{1 - 1/(4Q^2)}.$$

Постоянная составляющая тока через тиристор I_{a0} находится интегрированием выражения (4-41) при условии, что отрицательные значения $i_{\text{уст}}$ в интервале $0 \leqslant \tau \leqslant \pi$ соответствуют току диода, а положительные — току тиристора. Время τ_0, соответствующее равенству нулю тока $i_{\text{уст}}$, определяется из уравнения $i_{\text{уст}}(\tau) = 0$.

Используя разложение в ряд Фурье ЭДС $e(t)$, прикладываемой к контуру нагрузки, нетрудно определить первую гармонику тока через контур:

$$i_1(t) = \frac{4E_0}{\pi r_н \sqrt{1+\operatorname{tg}^2 \varphi}} \sin(\omega t - \varphi), \qquad (4\text{-}43)$$

где

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L - 1/(\omega C)}{r_н}.$$

На рис. 4-10 приведены зависимости I_0, $I_{а0}$ и максимального тока через тиристоры I_{am}, отнесенные к величине $4E_0/(\pi r_н)$, от относительной расстройки $\Delta\omega/\omega = (\omega - \omega_0)/\omega$ и добротности Q контура L, C, $r_н$.

Как видно из выражения (4-40), во время первого полупериода генерируемых колебаний ($n = 0$) длительность протекания тока через тиристоры равна половине периода собственных колебаний контура и схемное время выключения тиристоров минимально. Выражение для его определения имеет вид

$$t_{в\,min} = T/2 - T_0/2. \qquad (4\text{-}44)$$

С помощью формулы (4-44) можно определить абсолютное значение расстройки

$$\Delta f = f\left(1 - \frac{1}{1 - 2ft_{в\,min}}\right). \qquad (4\text{-}45)$$

Кривые на рис. 4-10 имеют резонансный характер. Поскольку при пренебрежении потерями в инверторе мощность в нагрузке определяется током I_0, то она уменьшается с ростом отношения $|\Delta\omega/\omega|$. С другой стороны, в соответствии с выражением (4-45) рост $|\Delta\omega/\omega|$ ведет к увеличению $t_{в\,min}$. Величина Q слабо влияет на время $t_{в\,min}$.

Расчет инвертора на максимальную мощность по заданным параметрам тиристоров, приведенным в конце первой главы, и генерируемой частоте $f = 1/T$ может быть произведен следующим образом:

1. Исходя из номинального времени выключения тиристоров $t_{в.\,ном}$, с помощью формулы (4-45) определяем величину Δf.

2. Полагая $I_{a\,m} = I_{a\,m\,д}$, $E_0 = U_{a\,m\,д}$ и выбрав добротность Q, с помощью зависимостей рис. 4-10 находим величину $r_н$.

3. Зная величины Q и $f_0 = f - \Delta f$, определяем параметры L и C.

4. С помощью выражения (4-43) находим сначала параметр φ, а затем и амплитуду первой гармоники тока, протекающего через нагрузку.

5. Зная величины I_0 и $I_{a\,0}$, находим постоянную составляющую тока диода $I_{д0} = I_0 - I_{а0}$. Определив $I_{д\,0}$, можно выбрать тип используемого диода.

Если нагрузка инвертора имеет комплексный характер, то ее реактивная составляющая включается в контур L, C, $z_н$ и может быть легко учтена при расчетах.

Работа инвертора при изменяющихся нагрузке и частоте. Уменьшение сопротивления нагрузки $r_н$ ведет к увеличению токов $I_{a\,m}$, $I_{а0}$, I_0, что следует из рис. 4-10 и условий их нормирования. Мощность в нагрузке изменяется в соответствии с током I_0. Величина $t_{в\,min}$ зависит от $r_н$ несильно и только из-за изменения собственной частоты контура f_0. Таким образом, при изменении нагрузки

опасность для работы инвертора представляет увеличение тока при уменьшении сопротивления $r_н$.

При увеличении генерируемой частоты в наиболее важном режиме ($\omega < \omega_0 < 2\omega$) токи $I_{a\,m}$, $I_{a\,0}$, I_0 уменьшаются и соответственно уменьшается мощность в нагрузке; величина $t_{в\,min}$ возрастает. Поэтому при изменении частоты не следует допускать режима работы на частоте f, близкой к f_0, так как в этом случае в соответствии с выражением (4-44) время $t_{в\,min}$ может стать меньше величины $t_{в.\,ном}$, что приведет к одновременному открыванию тиристоров *T1*, *T2*, т. е. к срыву инвертирования.

ГЛАВА ПЯТАЯ

МНОГОТАКТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

5-1. Последовательный инвертор с обратными диодами и удвоением частоты

Схема инвертора. Рассматриваемый в настоящем параграфе инвертор имеет в основе одну из многотактных схем, использующих принцип умножения частоты, описанный в первой главе. В таких схемах увеличивается время, предоставляемое тиристорам для восстановления их запирающих свойств, и тем самым удается повысить предел генерируемой частоты. Данный инвертор обеспечивает также стабилизацию напряжения на тиристорах при переменных нагрузке и генерируемой частоте благодаря включению обратных диодов.

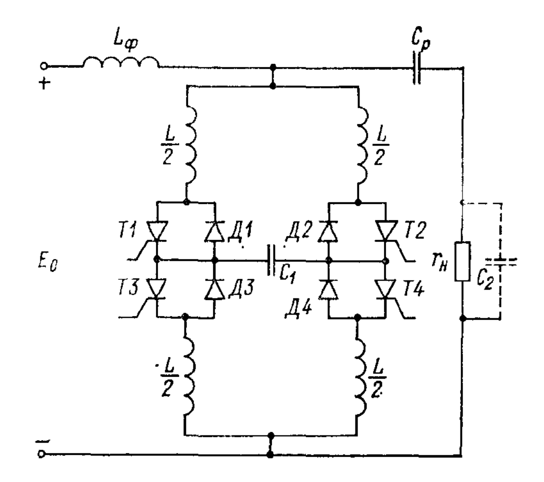


Рис. 5-1. Схема последовательного инвертора с обратными диодами и удвоением частоты

Схема инвертора (рис. 5-1) представляет собой мост, в каждом плече которого последовательно с обмотками коммутирующих дросселей, имеющих индуктивность $L/2$, включены параллельно-встречно соединенные тиристоры *T1—T4* и диоды *Д1—Д4*. В одну диагональ моста включен коммутирующий конденсатор C_1, а в другую — источник питания с постоянным напряжением E_0, последовательно с которым соединен дроссель $L_ф$. Параллельно указанной цепи включена нагрузка $r_н$, последовательно соединенная с разделительным конденсатором $C_р$.

Описание и анализ работы схемы производятся в предположении, что имеют место условия $L_ф \gg L$, $C_р \gg C_1$. В этом случае

можно считать, что напряжение на конденсаторе $C_р$ в процессе работы схемы остается практически неизменным и равным E_0.

Диаграммы токов и напряжений в инверторе приведены на рис. 5-2. При включении тиристоров $T1$, $T4$ управляющими импульсами $u_{у1}$ через них по цепи $L/2$, $T1$, C_1, $L/2$, $T4$, $C_р$, $r_н$ потечет ток $i_{а1}$ и конденсатор C_1 станет заряжаться. Ток заряда из-за резонансных свойств коммутирующей цепи носит колебательный характер, и в момент t_1 перехода его через нуль тиристоры $T1$, $T4$ выключаются, а напряжение u_C на конденсаторе C_1 оказывается больше величины E_0. С момента t_1 до момента t_2 конденсатор C_1 перезаряжается через обратные диоды $Д1$, $Д4$ по той же цепи до напряжения, меньшего E_0. Таким образом, в течение времени $t_2—t_1$ ток проводят диоды $Д1$, $Д4$, а напряжение $u_{а1}$ на анодах тиристоров $T1$, $T4$ равно падению напряжения на диодах и действует встречно. Тиристоры выключаются. После подачи на тиристоры $T2$, $T3$ управляющего импульса $u_{у2}$ электрические процессы в схеме повторяются (в другом ее плече), и завершается цикл работы инвертора, в течение которого на нагрузке имеют место два полных периода выходного напряжения $u_н$ с частотой f, вдвое большей частоты работы тиристоров, равной частоте управляющих импульсов.

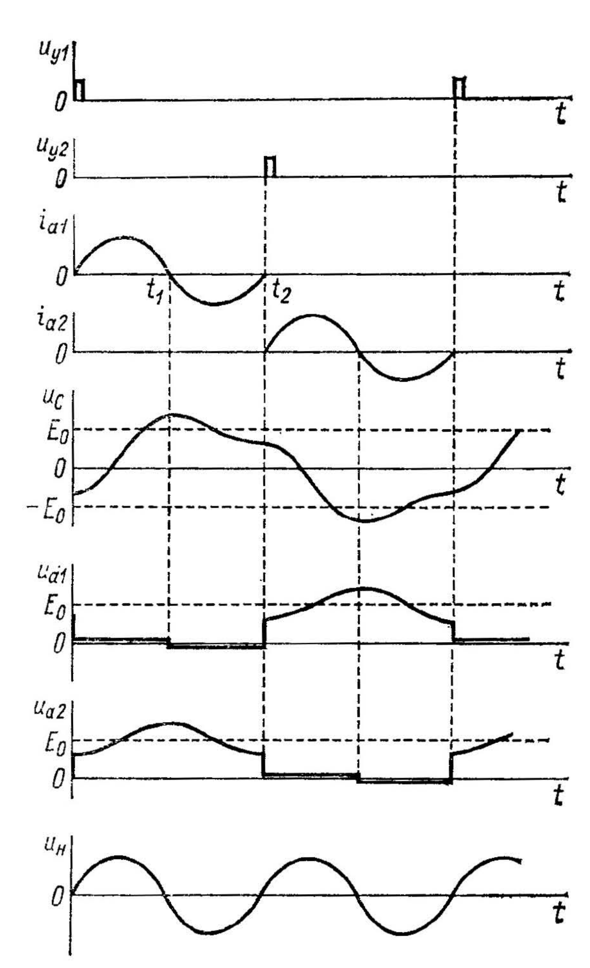


Рис. 5-2. Диаграммы токов и напряжений для последовательного инвертора с обратными диодами и удвоением частоты

Напряжение на выключенных парах тиристор—диод в течение интервала проводимости включенных пар представляется в виде суммы напряжений u_C на конденсаторе C_1 и $u_{L/2}$ на коммутирующем дросселе с индуктивностью $L/2$.

В зависимости от отношения β собственной частоты ω_0 контура L, C_1, $r_н$ к частоте управляющих импульсов каждого тиристора $\omega_у$ ток в сопротивлении нагрузки $r_н$ может быть либо прерывистым ($\beta \geqslant 2$), либо непрерывным ($\beta < 2$). При этом в случае $\beta \geqslant 2$ тиристоры и диоды проводят ток поочередно, а в случае $\beta < 2$ тиристоры и диоды противоположных плеч в течение некоторого времени оказываются включенными одновременно. Следует, однако, отметить, что при малой добротности $Q = \frac{\sqrt{L/C_1}}{r_н}$ контура L, C_1, $r_н$, меньшей некоторого критического значения $Q_{кр}$, интервал одновременной проводимости тиристора и диода противоположных плеч существует и при $\beta \geqslant 2$.

Теоретический анализ и расчет. Произведем анализ работы схемы, используя оговоренные в главе первой допущения.

Эквивалентные схемы для обоих возможных случаев работы инвертора ($\beta > 2$ и $\beta \leqslant 2$) приведены на рис. 5-3. Первая из них

соответствует этапу работы, когда проводят только тиристоры (или только диоды), вторая — этапу, когда одновременно проводят тиристоры и диоды противоположных плеч. В этих схемах U_{11}, U_{12} и I_{11}, I_{12} — начальные значения напряжения на емкости C_1 и тока в индуктивности $L/2$ для первого и второго этапов соответственно; $I_а(p)$, $I_1(p)$, $I_2(p)$ и $I_3(p)$ — изображения искомых контурных токов.

Используя первую эквивалентную схему на рис. 5-3, получим изображение тока через пару тиристор—диод и нагрузку для первого этапа. Обратное преобразование этого тока имеет следующий вид:

$$i_а(t) = i_н(t) = e^{-\alpha t}\left[\frac{E_0 + U_{11}}{\omega_0 L}\sin\omega_0 t + I_{11}\left(\cos\omega_0 t - \frac{\alpha}{\omega_0}\times\sin\omega_0 t\right)\right], \quad (5\text{-}1)$$

где $\alpha = r_н/(2L)$ — коэффициент затухания; $\omega_0 = \sqrt{1/(LC_1) - \alpha^2}$ — собственная частота контура L, C_1, $r_н$.

Рис. 5-3. Эквивалентные схемы последовательного инвертора с обратными диодами и удвоением частоты

Напряжения на емкости C_1, индуктивности $L/2$ и на выключенных парах тиристор—диод могут быть определены с помощью выражения (5-1) из следующих формул:

$$u_C(t) = U_{11} - \frac{1}{C_1}\int_0^t i_а(t)\,dt; \quad (5\text{-}2)$$

$$u_{L/2}(t) = \frac{L}{2}\frac{di_а}{dt}; \qquad u_а(t) = u_C(t) + u_{L/2}(t). \quad (5\text{-}3;\ 5\text{-}4)$$

Для второго этапа система дифференциальных уравнений, описывающих работу схемы, составляется в соответствии со второй эквивалентной схемой, показанной также на рис. 5-3. Решение системы дает выражения для искомых токов нагрузки $i_н$, диода $i_д$ и тиристора $i_а$:

$$i_1(t) = i_н(t) = \frac{E_0}{r_н}\left(1 - e^{-4\alpha t}\right) - I_{12}e^{-4\alpha t}; \quad (5\text{-}5)$$

$$i_2(t)=i_д(t)=\frac{U_{12}}{\omega_1 L}\sin\omega_1 t-\frac{E_0}{2r_н}\left(1-e^{-4\alpha t}\right)+\frac{I_{12}}{2}\left(\cos\omega_1 t+e^{-4\alpha t}\right);$$

(5-6)

$$i_3(t)=i_а(t)=\frac{U_{12}}{\omega_1 L}\sin\omega_1 t+\frac{E_0}{2r_н}\left(1-e^{-4\alpha t}\right)+\frac{I_{12}}{2}\left(\cos\omega_1 t-e^{-4\alpha t}\right),$$

(5-7)

где
$$\omega_1=\frac{1}{\sqrt{(L/2)C_1}}.$$

Выражения (5-2) — (5-4) остаются справедливыми и для второго этапа.

В полученных выражениях токи и напряжения нормируются соответственно относительно величин $E_0/\sqrt{L/C}$ и E_0. Затем, вводя безразмерное время $\tau=\omega t$, получим выражения, удобные для расчетов.

Вычисления можно произвести методом припасовывания.

При этом в первом с момента включения инвертора полупериоде независимо от значений Q и β отсутствует этап, когда одновременно включены тиристоры и диоды противоположных плеч (начальные значения U_{11}, I_{11}). Затем, начиная со второго, каждый полупериод состоит либо из одного (только первого) этапа, когда $\beta\geqslant 2$ и $Q>Q_{кр}$, либо из двух, когда имеют место другие значения β и Q. Начало отсчета времени для второго этапа совпадает с моментом включения тиристора, а для первого — с моментом окончания тока через диод противоположного плеча.

Кроме указанных выше токов и напряжений, необходимо вычислить длительность тока через тиристоры $t_и$ и диоды $t_д$ (длительность тока через диоды равна схемному времени выключения). Из выражений для соответствующих токов $i(t,\beta,Q)$ определяем максимальные значения токов через тиристоры и диоды и напряжений на них как экстремумы соответствующих функций; средние значения токов через тиристоры и диоды находим из выражений:

$$I_{а0}=\frac{1}{T}\int_0^{t_и} i_а(t)\,dt;\qquad I_{д0}=\frac{1}{T}\int_0^{t_и} i_д(t)\,dt. \qquad (5\text{-}8)$$

Ток, потребляемый от источников питания, определяется из выражения

$$I_0=2(I_{а0}-I_{д0}). \qquad (5\text{-}9)$$

Все указанные величины вычислены в безразмерном виде по приведенным зависимостям и представлены в обобщенной табл. 5-1.

Зависимости токов, напряжений тиристоров и диодов, времени выключения от параметров схемы Q и β вычислены при этом для переходного и установившегося процессов. Переходный процесс считался законченным, когда максимальное напряжение U_{am} от полупериода к полупериоду менялось меньше чем на 3 %.

Известные зависимости напряжения и тока тиристора позволяют вычислить коэффициент использования его по мощности $k_м$ с помощью формулы (1-5).

Произведенные вычисления привели к следующим выводам:

1. Переходный процесс для всех рассмотренных режимов можно считать закончившимся к третьему-четвертому полупериоду работы схемы. При этом максимальное напряжение на анодах тири-

Вычисляемая величина	Q	β		
		1,5	1,6	2,0
$\frac{U_{am}}{E_0}$	1	1,22	1,18	1,16
	2	1,56	1,47	1,42
	3	1,70	1,58	1,51
	5	1,80	1,59	1,53
	10	1,80	1,56	1,53
$\frac{I_{am}}{E_0/\sqrt{L/C_1}}$	1	1,15	1,13	1,10
	2	1,42	1,34	1,21
	3	1,42	1,33	1,20
	5	1,34	1,23	1,14
	10	1,30	1,20	1,10
$\frac{I_{дm}}{E_0/\sqrt{L/C_1}}$	1	0,27	0,24	0,21
	2	0,69	0,63	0,56
	3	0,90	0,81	0,70
	5	1,04	0,94	0,81
	10	1,16	1,06	0,96
$\frac{I_{a0}}{E_0/\sqrt{L/C_1}}$	1	0,206	0,195	0,142
	2	0,244	0,229	0,187
	3	0,244	0,230	0,185
	5	0,233	0,220	0,177
	10	0,208	0,200	0,163
$\frac{I_{д0}}{E_0/\sqrt{L/C_1}}$	1	0,083	0,068	0,028
	2	0,122	0,118	0,085
	3	0,163	0,149	0,110
	5	0,184	0,172	0,134
	10	0,196	0,188	0,153
$k_м$	1	0,622	0,590	0,510
	2	0,507	0,484	0,448
	3	0,451	0,444	0,434
	5	0,460	0,452	0,430
	10	0,481	0,469	0,428

сторов (катодах обратных диодов) $U_{a\,m}$, максимальный ток через тиристор $I_{a\,m}$, максимальная крутизна его нарастания $S_{i\,max}$, а также максимальный ток через обратные диоды $I_{д\,m}$, как правило, достигают наибольших значений в установившемся режиме. В некоторых режимах возможно превышение этих значений для второго цикла на 10—15 %. (Для выбора типономинала тиристора это может не учитываться, поскольку обычно при проектировании выбирается более значительный запас.)

Время выключения тиристоров остается практически неизменным от первого полупериода до установившегося режима. На основании сказанного величины $U_{a\,m}$, $I_{a\,m}$, $S_{i\,max}$, $I_{д\,m}$ и $t_в$ при

расчете выбираются равными их значениям в установившемся режиме.

2. Напряжение на анодах тиристоров после их выключения возрастает практически мгновенно (скачком), что требует специальных мер по уменьшению скорости нарастания анодного напряжения S_u. Амплитуда скачка тем больше, чем меньше добротность Q.

3. Величины $U_{\text{а}\,m}$, $I_{\text{а}\,m}$, $I_{\text{д}\,m}$ остаются практически неизменными при изменении параметра β в области $\beta \geqslant 2$ и возрастают при уменьшении β в области $\beta < 2$. Величины $I_{\text{а}\,0}$, $I_{\text{д}\,0}$ уменьшаются с ростом β в интервале $1{,}5 > \beta > 2{,}4$.

4. Режимы, когда интервалы одновременной проводимости тиристоров и диодов противоположных плеч существуют независимо от величины β, возможны при значениях добротности $Q < 1{,}5$. Следовательно, $Q = 1{,}5$ и является критическим значением добротности $Q_{\text{кр}}$.

5. Время выключения $t_{\text{в}}$, равное длительности тока через обратный диод $t_{\text{д}}$, составляет при условии $Q > Q_{\text{кр}}$ половину периода $t_{\text{в}} = T_0/2 = \pi/\omega_0$ собственной частоты контура L, C_1, $r_{\text{н}}$ и зависит от β. Длительность импульса тока через тиристор $t_{\text{и}}$ в этом случае также равна половине периода $t_{\text{и}} = t_{\text{д}} = t_{\text{в}} = T_0/2 = \pi/\omega_0$ собственных колебаний контура.

При условии $Q \leqslant Q_{\text{кр}}$ в зависимости от β возможны два случая, соответствующих значениям $\beta > 2$ и $\beta \leqslant 2$. При $\beta > 2$, как указывалось выше, появляются два раздельных интервала проводимости диода: один, длительностью $t_{\text{д}}$, наступает вслед за выключением тиристора, параллельного этому диоду, а другой, длительностью $t_{\text{д}\,1}$, наступает в момент включения тиристора в противоположном плече. В этом случае, как и для режимов при $Q > 1{,}5$, можно считать, что время выключения $t_{\text{в}}$ определяется зависимостью $t_{\text{в}} = t_{\text{д}} = t_{\text{и}} = T_0/2 = \pi/\omega_0$ и не зависит от β. При этом интервал времени $t_{\text{д}\,1}$ в величину $t_{\text{в}}$ не входит, так как до наступления этого интервала на аноде тиристора появляется положительное напряжение.

Во втором случае ($\beta \leqslant 2$) диод проводит ток как в течение времени, когда тиристоры в противоположных плечах закрыты, так и когда они открыты. Длительность импульса тока диода $t_{\text{д}\,2}$ и соответственно время выключения $t_{\text{в}} = t_{\text{д}\,2}$ возрастает в этом случае с уменьшением Q и увеличением β, достигая максимума $t_{\text{в}\,\max} \approx \approx 3T_0/4 \approx 1{,}5\,\pi/\omega_0$ при значениях $Q = 1$ и $\beta = 2$.

При дальнейшем уменьшении добротности возрастает лишь амплитуда тока обратного диода, а длительность его начинает уменьшаться. Длительность импульса тока тиристора и в этом случае по-прежнему $t_{\text{и}} = T_0/2 = \pi/\omega_0$.

Изложенные выводы и анализ данных табл. 5-1 позволяют рекомендовать два режима работы инвертора по сочетанию параметров Q и β:

$$1{,}5 < Q < 5, \qquad 1{,}6 < \beta < 2{,}2;$$
$$0{,}9 < Q < 1{,}2, \qquad 1{,}6 < \beta < 2.$$

Для первого режима характерны малые значения коэффициента гармоник $k_г$. Преимущество второго режима — большее время выключения, хотя коэффициент $k_г$ при этом хуже.

Основным достоинством инвертора данного типа следует считать большее время выключения по сравнению с другими инверторами, использующими для стабилизации режима обратные диоды. Это позволяет получать предельную частоту примерно вдвое более высокую, чем, например, с помощью инверторов с обратными диодами и близкой к синусоидальной формой выходного напряжения, которые описаны в предыдущей главе. К недостаткам инвертора надо отнести большую скорость нарастания напряжения S_u на тиристорах после их выключения. Последнее обычно заставляет применять специальные меры для снижения S_u, которые приводят к снижению КПД [2].

Расчет инвертора на максимальную мощность при заданной частоте и заданным параметрам тиристоров, приведенным в конце первой главы, удобно производить в следующем порядке:

1. Учитывая сделанные выводы, выбираем величины β и Q.

2. Полагая $U_{а\,m} = U_{а\,д}$ и находя из табл. 5-1 отношение $U_{а\,m}/E_0$ для выбранного режима, определяем напряжение источника питания E_0.

3. Из табл. 5-1 определяем $\dfrac{I_{am}}{E_0/\sqrt{L/C_1}}$; $\dfrac{I_{a0}}{E_0/\sqrt{L/C_1}}$. Выбирая $I_{а\,m} = I_{а\,mд}$, вычисляем величину $\sqrt{L/C_1}$.

4. Зная величины $I_{а\,m}$ и $t_и$, можно оценить максимальную скорость нарастания тока через тиристор $S_{i\,\max}$, считая импульс тока синусоидальным:

$$S_{i\,\max} = \left.\frac{di_а}{dt}\right|_{t=0} = I_{am}\frac{\pi}{t_и}. \quad (5\text{-}10)$$

Если скорость нарастания превышает допустимую, необходимо уменьшить ток $I_{а\,m}$.

5. По известным величинам Q, f, β и найденному значению $\sqrt{L/C_1}$ определяем параметры контура L, C_1 и величину $r_н$.

6. Найдя из табл. 5-1 токи $I_{д\,0}$ и $I_{д\,m}$, выбираем подходящий тип диода. При этом следует учитывать длительность импульсов тока диода и частоту их следования.

7. Зная величины $I_{а0}$ и $I_{д0}$, вычисляем с помощью (5-9) ток, потребляемый от источника питания.

8. В соответствии с приведенными рекомендациями находим величину $t_в$ и проверяем неравенство $t_в \geqslant t_{в.\,ном}$.

Работа инвертора при изменении нагрузки и выходной частоты. Влияние изменения нагрузки и частоты на режим работы инвертора может быть определено с помощью табл. 5-1. При изменении сопротивления нагрузки $r_н$ добротность $Q = \dfrac{\sqrt{L/C_1}}{r_н}$ изменяется обратно пропорционально сопротивлению. Из табл. 5-1 следует, что при уменьшении $r_н$ токи тиристоров и диодов I_{am}, $I_{д\,m}$, $I_{а\,0}$,

$I_{д0}$ и напряжение $U_{а\,m}$ сначала возрастают, а при увеличении добротности Q выше 3—4 остаются практически постоянными или даже немного уменьшаются. Коэффициент использования по мощности $k_м$ уменьшается с ростом $r_н$ (со снижением Q). При достижении значения $Q = 3 \div 4$ он далее практически не меняется. Время выключения, как указывалось выше, при $Q > 1{,}5$ остается практически постоянным при изменении $r_н$ и равным половине периода собственной частоты ω_0 контура L, C_1, $r_н$. При $Q < 1{,}5$ для $\beta \leqslant 2$ время $t_в$ увеличивается до $1{,}5\ \pi/\omega_0$.

Изменение генерируемой частоты ω_0 приводит к соответствующему изменению β обратно пропорционально величине ω. Изменение режима работы инвертора, как и в предыдущем случае, может быть найдено с помощью табл. 5-1. Наибольшую опасность в этом случае представляет увеличение ω (уменьшение β), так как это вызывает увеличение максимальных токов и напряжений в схеме.

5-2. Последовательно-параллельный инвертор с обратными диодами и удвоением частоты

Схема инвертора. Как показал проделанный выше анализ, последовательный инвертор с обратными диодами и удвоением частоты устойчиво работает при изменении сопротивления нагрузки от номинального значения до нуля (режим короткого замыкания). При увеличении сопротивления нагрузки выше номинального добротность коммутирующего контура уменьшается, что может привести к неустойчивой работе инвертора.

Рассматриваемая в настоящем параграфе схема последовательно-параллельного инвертора с обратными диодами и удвоением частоты устойчиво работает в более широком диапазоне изменения сопротивления нагрузки, в том числе и при его увеличении. Схема такого инвертора отличается от предыдущей наличием конденсатора C_2 (штриховые линии на рис. 5-1), включенного параллельно сопротивлению нагрузки $r_н$. Работа схемы аналогична рассмотренной в предыдущем параграфе и может быть пояснена диаграммами рис. 5-2.

Теоретический анализ и расчет. Теоретический анализ схемы производится при прежних допущениях. Используем следующие параметры, характеризующие режим работы инвертора: добротность $Q = \frac{\sqrt{L/C_1}}{r_н}$ коммутирующего (последовательного) контура, образованного элементами L, C_1 и $r_н$, соотношение частот $\beta = \omega_0/\omega_у$, где $\omega_0 = \sqrt{1/(LC_1) - r_н^2/(4L^2)}$ — собственная частота коммутирующего контура, $\omega_у$ — частота импульсов, управляющих каждым тиристором; соотношение емкостей $\varepsilon = C_2/C_1$.

Во время работы схемы наблюдаются два этапа: либо тиристоры и диоды проводят ток поочередно (первый этап), либо в течение

некоторого интервала времени они оказываются одновременно включенными в противоположных плечах моста (второй этап). При этом возможен такой режим работы, когда второй этап отсутствует.

На рис. 5-3 (верхняя схема с учетом штриховых линий) представлена эквивалентная схема для изображений преобразованных по Лапласу напряжений и токов для первого этапа, когда проводят только тиристоры (или только диоды). При этом в схеме рис. 5-1 образуются следующие контуры: при включении тиристоров *Т1*, *Т4* — контур $C_р$, $L/2$, *Т1*, C_1, *Т4*, $L/2$, $r_н \,||\, C_2$, $C_р$ или $C_р$, $L/2$, *Д1*, C_1, *Д4*, $L/2$, $r_н \,||\, C_2$, $C_р$; при включении тиристоров *Т2* и *Т3* — контур $C_р$, $L/2$, *Т2*, C_1, *Т3*, $L/2$, $r_н \,||\, C_2$, $C_р$ или $C_р$, $L/2$, *Д2*, C_1, *Д3*, $L/2$, $r_н \,||\, C_2$, $C_р$.

Для второго этапа (рис. 5-3, нижняя схема с учетом штриховых линий), когда одновременно проводят тиристоры и диоды противоположных плеч моста, кроме указанных, образуются контуры: $L/2$, *Т1*, C_1, *Д2*, $L/2$ и $L/2$, *Т4*, C_1, *Д3*, $L/2$ при включении тиристоров *Т1* и *Т4* или $L/2$, *Т2*, C_1, *Д1*, $L/2$ и $L/2$, *Т3*, C_1, *Д4*, $L/2$ при включении тиристоров *Т2*, *Т3*.

В эквивалентных схемах величины U_{11}, U_{21} и I_{11} — начальные значения напряжений на емкостях C_1, C_2 и тока в индуктивности $L/2$ для первого этапа, а U_{12}, U_{22} и I_{12} — начальные значения напряжений на емкостях C_1, C_2 и тока в индуктивности $L/2$ для второго этапа. Используя соответствующую эквивалентную схему рис. 5-3, можно получить изображения токов тиристора и диода $i_а$ и нагрузки $i_н$ для первого этапа:

$$I_а(p) = I_{11}\frac{p^2 + a_1 p + a_2}{p^3 + bp^2 + cp + d}; \tag{5-11}$$

$$I_н(p) = U_{21}Q\frac{p^2 + a_3 p + a_4}{p^3 + bp^2 + cp + d}, \tag{5-12}$$

где

$$a_1 = \frac{Q}{\varepsilon\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}}; \qquad a_2 = \frac{Q}{\varepsilon\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}} - \frac{2U_{22}}{I_{12}\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}};$$

$$a_3 = -\frac{2U_{12}}{I_{12}\sqrt{1 - 1/1(4Q^2)}}; \qquad a_4 = \frac{I_{12}}{\varepsilon U_{22}\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}};$$

$$b = \frac{Q}{\varepsilon\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}}; \qquad c = \frac{1-\varepsilon}{\varepsilon[1 - 1/(4Q^2)]}; \qquad d = \frac{Q}{\varepsilon[1 - 1/(4Q^2)]^{\frac{3}{2}}}.$$

После обратного преобразования имеем

$$i_а(\tau) = \frac{I_{11}e^{x\beta\tau}}{y^2 + (3x+b)^2}\Big\{[(2x+b)^2 + a_1(2x+b) + a_2]\,e^{-(3x+b)\beta\tau} + [(3x+b)(2x+a_1) - (x^2 - y^2 + a_1 x + a_2)]\cos y\beta\tau + \frac{1}{y}[y^2(2x+a_1) + (x^2 - y^2 + a_1 x + a_2)(3x+b)]\sin y\beta\tau\Big\}; \tag{5-13}$$

$$i_н(\tau) = \frac{U_{21} Q e^{x\beta\tau}}{y^2 + (3x+b)^2} \{[(2x+b)^2 - a_3(2x+b) + a_4] e^{-(3x+b)\beta\tau} +$$

$$+ [(3x+b)(2x+a_3) - (x^2 - y^2 + a_3 x + a_4)] \cos y\beta\tau +$$

$$+ \frac{1}{y}[y^2(2x+a_3) + (x^2 - y^2 + a_3 x + a_4)(3x+b)] \sin y\beta\tau\Big\}, \quad (5\text{-}14)$$

где $\tau = \omega_y t$ — безразмерное время;

$$x = -\frac{W+V}{2} - \frac{b}{3}; \qquad y = \frac{W-V}{2}\sqrt{3}; \qquad W = \sqrt[3]{-q+\sqrt{D}};$$

$$V = \sqrt[3]{-q-\sqrt{D}}; \qquad D = q^2 + k^3; \qquad k = \frac{3c-b^2}{9};$$

$$q = \frac{2b^3}{54} - \frac{bc}{6} + \frac{d}{2}.$$

Величины x, y, W, V, D, k, q определяются при нахождении методом Кардана полюсов рациональных дробей изображений токов (5-11), (5-12). При этом необходимо соблюдать условие $D > 0$, обеспечивающее режим естественного выключения тиристоров.

Напряжение на емкости C_1, индуктивности $L/2$, нагрузке и парах тиристор—диод могут быть определены из выражений:

$$u_{C1}(\tau) = U_{11} - \frac{\beta}{\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}} \int_0^\tau i_а(\tau)\, d\tau; \quad (5\text{-}15)$$

$$u_{L/2}(\tau) = \frac{\sqrt{1 - 1/(4Q)^2}}{2\beta} \frac{di_а(\tau)}{d\tau}; \quad (5\text{-}16)$$

$$u_н(\tau) = \frac{i_н(\tau)}{Q}; \qquad u_а(\tau) = u_{C1}(\tau) + u_{L/2}(\tau). \quad (5\text{-}17;\ 5\text{-}18)$$

Для второго этапа, используя вторую (нижнюю) эквивалентную схему рис. 5-3, найдем изображения токов: тиристора $i_а$, диода $i_д$, нагрузки $i_н$ и емкости C_1 — тока i_{C1}:

$$I_а(p) = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}} \frac{p + a_1}{p(p^2 + b_1 p + c_1)} + \frac{I_{12}}{2} \frac{p + a_2}{p^2 + bp + c_1} -$$

$$- \frac{I_{12}}{2} \frac{p + a_3}{p^2 + d^2}; \quad (5\text{-}19)$$

$$I_д(p) = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - 1/(4Q^2)}} \frac{p + a_1}{p(p^2 + b_1 p + c_1)} + \frac{I_{12}}{p} \frac{p + a_2}{p^2 + b_1 p + c_1} +$$

$$+ \frac{I_{12}}{2} \frac{p + a_3}{p^2 + d^2}; \quad (5\text{-}20)$$

$$I_н(p) = \frac{2\omega_0^2}{\varepsilon\left[1 - \frac{1}{(4Q^2)}\right]} \frac{1}{p(p^2 + b_1 p + c_1)} + U_{22} Q \frac{p + a_4}{p^2 + b_1 p + c_1}; \quad (5\text{-}21)$$

$$I_{C1}(p) = I_{12} \frac{p + a_3}{p^2 + d^2}, \quad (5\text{-}22)$$

где

$$b_1 = b = \frac{Q}{\varepsilon\sqrt{1-1/(4Q^2)}}; \qquad c_1 = \frac{2}{\varepsilon\left[1-\frac{1}{(4Q^2)}\right]}.$$

Из выражений (5-19) — (5-22) следует, что на втором этапе в зависимости от величины

$$D_1 = c_1 - \frac{b_1^2}{4} = \frac{1}{\varepsilon\left[1-\frac{1}{(4Q^2)}\right]}\left(2-\frac{Q^2}{4\varepsilon}\right) \tag{5-23}$$

возможны различные режимы работы схемы.

При $D_1<0$ после обратного преобразования получаем

$$i_а(\tau) = \frac{1}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}}\left[\frac{\alpha+a_1}{\alpha(\alpha-\gamma)}e^{\alpha\beta\tau}+\frac{\gamma+a_1}{\gamma(\gamma-\alpha)}e^{-\gamma\beta\tau}+\frac{a_1}{\alpha\gamma}\right]+$$
$$+\frac{I_{12}}{2}\left(\frac{\alpha+a_2}{\alpha-\gamma}e^{\alpha\beta\tau}+\frac{\gamma+a_2}{\gamma-\alpha}e^{-\gamma\beta\tau}\right)-\frac{I_{12}}{2}\left(\cos\delta\beta\tau+\frac{a_3}{d}\sin\delta\beta\tau\right); \tag{5-24}$$

$$i_д(\tau) = \frac{1}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}}\left[\frac{\alpha+a_1}{\alpha(\alpha-\gamma)}e^{\alpha\beta\tau}+\frac{\gamma+a_1}{\gamma(\gamma-\alpha)}e^{-\gamma\beta\tau}+\frac{a_1}{\alpha\gamma}\right]+$$
$$+\frac{I_{12}}{2}\left(\frac{\alpha+a_2}{\alpha-\gamma}e^{\alpha\beta\tau}+\frac{\gamma+a_2}{\gamma-\alpha}e^{-\gamma\beta\tau}\right)+\frac{I_{12}}{2}\left(\cos\delta\beta\tau+\frac{a_3}{d}\sin\delta\beta\tau\right); \tag{5-25}$$

$$i_н(\tau) = \frac{2Q}{\varepsilon[1-1/(4Q^2)]}\left(\frac{1}{\alpha\gamma}+\frac{e^{\alpha\beta\tau}}{\gamma(\gamma-\alpha)}\right)+U_{22}Q\left(\frac{\alpha+a_1}{\alpha-\gamma}e^{\alpha\beta\tau}+\right.$$
$$\left.+\frac{\gamma+a_4}{\gamma-\alpha}e^{-\gamma\beta\tau}\right), \tag{5-26}$$

где $\alpha = -b_1/2+\sqrt{b_1^2/4-c_1}$; $\gamma = b_1/2-\sqrt{b_1^2/4-c_1}$ — корни квадратного уравнения $p^2+b_1p+c_1=0$.

При $D_1>0$ соответственно получим

$$i_а(\tau) = \frac{1}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}}\left[\frac{a_1}{\xi^2+\varphi^2}+\frac{e^{\xi\beta\tau}}{\xi^2+\varphi^2}\left(\frac{a_1\xi+\varphi^2+\xi^2}{\varphi}\sin\varphi\beta\tau-\right.\right.$$
$$\left.\left.-a_1\cos\varphi\beta\tau\right)\right]+\frac{I_{12}}{2}\left[e^{\xi\beta\tau}\left(\cos\varphi\beta\tau+\frac{a_2+\xi}{\varphi}\sin\varphi\beta\tau\right)-\right.$$
$$\left.-\left(\cos\delta\beta\tau-\frac{a_3}{\delta}\sin\delta\beta\tau\right)\right]; \tag{5-27}$$

$$i_д(\tau) = \frac{1}{\sqrt{1-1/(4Q^2)}}\left[\frac{a_1}{\xi^2+\varphi^2}+\frac{e^{\xi\beta\tau}}{\xi^2+\varphi^2}\left(\frac{a_1\xi+\varphi^2+\xi^2}{\varphi}\sin\varphi\beta\tau-\right.\right.$$
$$\left.\left.-a_1\cos\varphi\beta\tau\right)\right]+\frac{I_{12}}{2}\left[e^{\xi\beta\tau}\left(\cos\varphi\beta\tau+\frac{a_2+\xi}{\varphi}\sin\varphi\beta\tau\right)+\right.$$

$$+\left(\cos\delta\beta\tau+\frac{a_3}{\delta}\sin\delta\beta\tau\right)\Bigg]; \qquad (5\text{-}28)$$

$$i_{\text{н}}(\tau)=\frac{2Q}{\varepsilon[1-1/(4Q^2)]}\left[1-e^{\xi\beta\tau}\left(\cos\varphi\beta\tau+\frac{\xi}{\varphi}\sin\varphi\beta\tau\right)\right]+$$

$$+U_{22}Q\left[e^{\xi\beta\tau}\left(\cos\varphi\beta\tau+\frac{a_4-\xi}{\varphi}\sin\varphi\beta\tau\right)\right], \qquad (5\text{-}29)$$

где $\xi=-\dfrac{Q}{2\varepsilon\sqrt{1-1/(4Q^2)}}$;

$$\varphi=\sqrt{\frac{Q^2}{4\varepsilon^2\left[1-\dfrac{1}{(4Q^2)}\right]}-\frac{2}{\varepsilon\left[1-\dfrac{1}{(4Q^2)}\right]}}.$$

Выражение для тока емкости C_1 для обоих случаев одинаково:

$$i_{C1}(\tau)=I_{12}\left(\cos\delta\beta\tau+\frac{a_3}{d}\sin\delta\beta\tau\right),$$

где

$$\delta=\sqrt{\frac{2}{1-1/(4Q^2)}}.$$

Напряжения на емкости C_1, индуктивности $L/2$, нагрузке $r_{\text{н}}$ можно определить так же, как и для первого этапа. Напряжение на парах тиристор—диод во время второго этапа близко к нулю.

Все выражения для токов и напряжений нормированы относительно величин $\dfrac{E_0}{\sqrt{L/C_1}}$ и E_0. По найденным выражениям произведены все необходимые вычисления нормированных величин. При этом в первом с момента включения схемы полупериоде независимо от величин Q и β отсутствует этап, когда одновременно включены тиристоры и диоды противоположных плеч; начальные значения $U_{11}=U_{12}=I_{11}=0$. Затем, начиная со второго, каждый полупериод состоит из двух этапов, причем начало отсчета времени для второго этапа совпадает с моментом включения тиристора, а для первого — с моментом окончания тока через диод противоположного плеча.

Кроме указанных выше токов и напряжений, определялись длительность токов тиристора $t_{\text{и}}$ и диода $t_{\text{д}}$ (последняя величина является схемным временем выключения $t_{\text{в}}$) и минимальное время протекания тока через диод в переходном процессе при включении инвертора $t_{\text{д min}}$ (равное минимальному схемному времени выключения $t_{\text{в min}}$). Найдем также ток I_0, потребляемый инвертором от источника питания и равный разности постоянных составляющих токов тиристора и диода. Он определяется как удвоенная разность интегралов от токов $i_{\text{а}}$, $i_{\text{д}}$, отнесенная к периоду.

В результате вычислений получены зависимости токов и напряжений в схеме и схемного времени выключения от параметров Q, β и ε. При расчетах переходный процесс при включении схемы можно считать законченным, когда максимальное напряжение на

анодах тиристоров от полупериода к полупериоду меняется меньше чем на 3 %. Полученные зависимости U_{am}/E_0, $U_н/E_0$, $\frac{I_{am}\sqrt{L/C_1}}{E_0}$, $\frac{I_{дm}\sqrt{L/C_1}}{E_0}$, $\frac{I_0\sqrt{L/C_1}}{E_0}$, $t_{в\,min}/t_в$, $t_и/T$, $t_в/T$ приведены в табл. 5-2.

Анализ данных табл. 5-2 и дополнительные вычисления показывают:

1. Относительные значения напряжений на тиристоре U_{am}/E_0 и нагрузке $U_н/E_0$, токов $\frac{I_{am}\sqrt{L/C_1}}{E_0}$, $\frac{I_{дm}\sqrt{L/C_1}}{E_0}$, $\frac{I_0\sqrt{L/C_1}}{E_0}$, времени проводимости тока через тиристоры и диоды $t_и/T$, $t_в/T$ и $t_{в\,min}/t_в$ при $Q = 3 \div 5$ от Q зависят в малой степени. При $Q \geqslant 3 \div 5$ эта зависимость увеличивается.

2. От параметра ε величины U_{am}/E_0, $\frac{I_{am}\sqrt{L/C_1}}{E_0}$, $\frac{I_{дm}\sqrt{L/C_1}}{E_0}$, $t_и/T$, $t_в/T$, $t_{в\,min}/t_в$ при больших добротностях зависят слабо. При уменьшении Q зависимость указанных величин от ε увеличивается. Особенно это заметно на примере $t_{в\,min}/t_в$. Это следует учитывать при расчете инвертора, поскольку малое схемное время выключения в течение переходного процесса ограничивает предельное значение генерируемой частоты.

3. Если ε близко к трем, то относительное значение постоянной составляющей тока $\frac{I_0\sqrt{L/C_1}}{E_0}$ практически не зависит от добротности Q и соотношения частот β.

Расчет инвертора на максимальную мощность, а также определение изменения режима работы инвертора при изменении нагрузки и генерируемой частоты производятся, как и для последовательного инвертора (см. § 5-1). Отличие состоит в том, что при расчете инвертора при выборе режима работы следует задаваться, кроме величин Q и β, также и параметром ε.

5-3. Последовательно-параллельный инвертор с удвоением частоты

Схема инвертора. Инвертор, рассматриваемый в данном параграфе, является четырехтактным инвертором, реализующим принцип умножения частоты [43]. Схема инвертора (рис. 5-4) содержит четыре тиристора *T1—T4*, катушки индуктивности L_1—L_4, конденсаторы C_1—C_4. Собственная частота контуров L_1C_1 — L_4C_4 выше частоты тока в нагрузке $z_и$.

Предположим, что первоначально импульс управления поступает на тиристор *T1* и он отпирается. Предварительно заряженный конденсатор C_1 перезаряжается через открытый тиристор *T1* и катушку индуктивности L_1. Одновременно с этим заряжается конденсатор C_2 от верхнего по схеме источника питания. Ток через

Таблица 5-2

Вычисляемая величина	Q	ε = 0,1			ε = 1			ε = 3			ε = 5		
		β											
		1,1	1,5	2,0	1,1	1,5	2,0	1,1	1,5	2,0	1,1	1,5	2,0
$\frac{U_{am}}{E_0}$	1	1,41	1,26	1,26	1,17	1,10	1,10	1,25	1,12	1,12	1,60	1,35	1,35
	3	1,89	1,43	1,43	1,75	1,33	1,33	1,71	1,35	1,35	1,89	1,50	1,50
	5	1,96	1,48	1,48	1,92	1,44	1,44	1,89	1,43	1,43	1,96	1,50	1,50
$\frac{U_н}{E_0}$	1	0,665	0,614	0,587	0,662	0,592	0,551	0,292	0,338	0,384	0,136	0,183	0,237
	3	0,337	0,313	0,300	0,271	0,300	0,300	0,156	0,202	0,218	0,083	0,136	0,152
	5	0,200	0,183	0,174	0,175	0,187	0,180	0,113	0,138	0,153	0,078	0,100	0,100
$\frac{I_{am}}{E_0\sqrt{L/C_1}}$	1	1,42	1,19	1,13	1,45	1,19	1,13	1,44	1,16	1,10	1,40	1,08	1,00
	3	1,91	1,30	0,95	1,91	1,31	0,94	1,86	1,30	0,92	1,81	1,23	0,80
	5	1,96	1,24	1,07	1,95	1,24	1,06	1,92	1,22	1,04	1,85	1,14	0,95
$\frac{I_{дm}}{E_0\sqrt{L/C_1}}$	1	0,27	0,22	0,15	0,77	0,50	0,40	1,18	0,87	0,78	1,34	1,06	0,98
	3	1,31	0,71	0,63	1,35	0,82	0,71	1,56	0,97	0,88	1,73	1,09	0,76
	5	1,55	0,91	0,84	1,55	0,91	0,84	1,65	0,97	0,88	1,73	1,09	0,76
$\frac{I_0}{E_0\sqrt{L/C_1}}$	1	0,345	0,280	0,220	0,277	0,240	0,210	0,098	0,090	0,104	0,044	0,038	0,056
	3	0,248	0,191	0,142	0,223	0,192	0,140	0,084	0,078	0,068	0,037	0,034	0,032
	5	0,160	0,119	0,093	0,164	0,125	0,101	0,070	0,065	0,056	0,032	0,031	0,028
$\frac{t_{в\,min}}{t_в}$	1	0,78	0,96	1,00	0,91	0,99	1,00	0,97	1,00	1,00	0,88	1,00	1,00
	3	0,75	0,94	1,00	0,80	0,99	1,00	0,83	0,99	1,00	0,79	0,95	1,00
	5	0,72	0,92	1,00	0,72	0,98	1,00	0,72	0,98	1,00	0,72	0,92	1,00
$\frac{t_н}{T}$	1	0,69	0,57	0,53	0,62	0,55	0,53	0,60	0,54	0,53	0,66	0,53	0,53
	3	0,72	0,63	0,53	0,72	0,59	0,53	0,72	0,58	0,53	0,72	0,60	0,53
	5	0,72	0,63	0,53	0,72	0,61	0,53	0,72	0,59	0,53	0,72	0,62	0,53
$k_в$	1	0,72	0,72	0,53	0,59	0,54	0,53	0,59	0,51	0,53	0,66	0,54	0,53
	3	0,72	0,62	0,53	0,72	0,59	0,53	0,72	0,59	0,53	0,72	0,60	0,53
	5	0,72	0,62	0,53	0,72	0,61	0,53	0,72	0,60	0,53	0,72	0,62	0,53

тиристор имеет синусоидальный характер. При этом через нагрузку $z_н$ протекает импульс тока. Далее, через половину периода напряжения на нагрузке импульсом управления отпирается тиристор *Т3*, и процессы в схеме повторяются с той разницей, что ток через нагрузку протекает в противоположном направлении. В течение времени, примерно равного половине периода напряжения на нагрузке, к тиристору *Т1* прикладывается обратное напряжение, и он выключается. После тиристора *Т3* включается тиристор *Т2* (последовательность включения тиристоров в инверторе — *Т1*, *Т3*, *Т2*, *Т4*). Таким образом, каждый тиристор включается один раз за два периода напряжения на нагрузке, т. е. частота тока и напряжения в нагрузке в два раза выше, чем у тиристоров. Это и названо удвоением частоты в нагрузке.

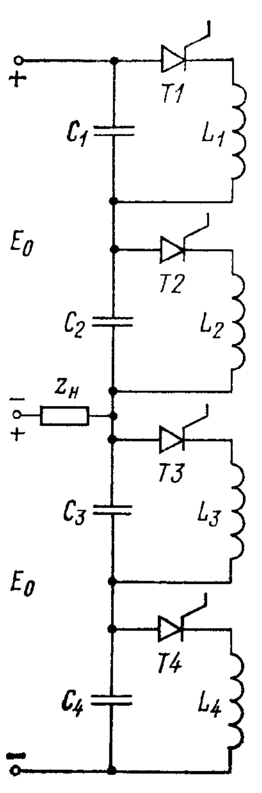


Рис. 5-4. Схема последовательно-параллельного инвертора с удвоением частоты

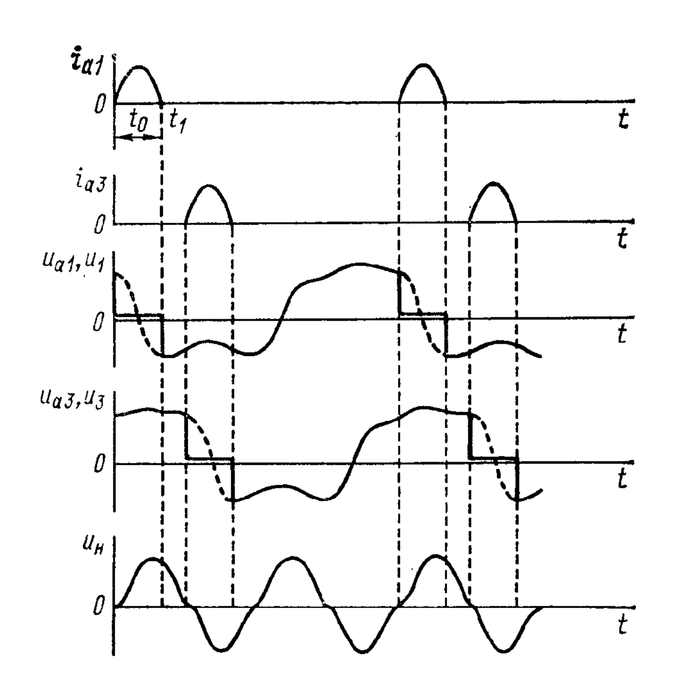


Рис. 5-5. Диаграммы токов и напряжений для последовательно-параллельного инвертора с удвоением частоты

На рис. 5-5 приведены диаграммы токов через тиристоры, напряжений на конденсаторах C_1 и C_3 (штриховые линии), тиристорах *Т1* и *Т3* (сплошные линии) и нагрузке, иллюстрирующие процессы в схеме.

Теоретический анализ и расчет. При анализе схемы используются допущения, принятые в главе первой, и, кроме того, условия: $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L$, $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$, нагрузка — активная. Могут быть выделены два этапа работы схемы: первый, когда один из тиристоров включен, и второй, когда все тиристоры выключены.

Эквивалентная схема для первого этапа, когда, например, включен тиристор $T1$, представлена на рис. 5-6 слева. Для нее справедливы следующие уравнения:

$$\left.\begin{aligned}&i_a = i_2 - i_1; \quad i_2 = i_3 + i_н; \quad i_3 = i_4; \quad E_0C = (u_1 + u_2 + i_н r_н)C;\\&i_1 = \frac{dq_1}{dt}; \quad i_2 = \frac{dq_2}{dt}; \quad i_3 = \frac{dq_3}{dt}; \quad q_1 = LC\frac{di_a}{dt};\\&2E_0C = (u_1 + u_2 + u_3 + u_4)C,\end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}30)$$

где $q_1 = Cu_1$; $q_2 = Cu_2$; $q_3 = Cu_3$; $q_4 = Cu_4$ — заряды соответствующих емкостей, а обозначения других величин показаны на рис. 5-6.

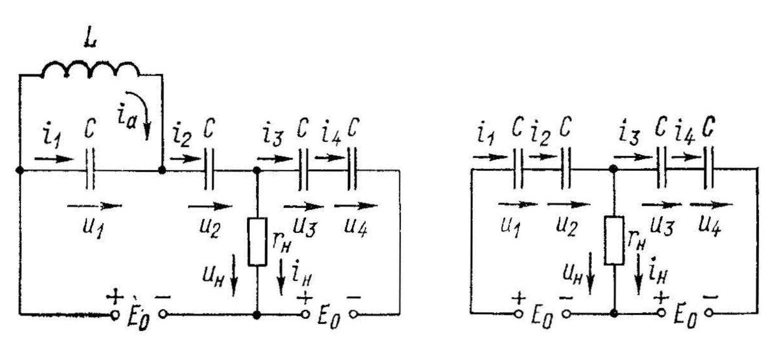


Рис. 5-6. Эквивалентные схемы последовательно-параллельного инвертора с удвоением частоты

Из уравнений (5-30) легко получить преобразованное по Лапласу выражение для тока i_a:

$$I_a(p) = \frac{\dfrac{E_0 + U_1 - U_2}{r_н}\omega_0^2 + p\dfrac{U_1}{\alpha r_н}\omega_0^2 + pI(2\alpha + p)}{p^3 + 2p^2\alpha + 1{,}5p\omega_0^2 + 2\alpha\omega_0^2}, \quad (5\text{-}31)$$

где $\alpha = 1/(2r_нC)$; $\omega_0 = 1/\sqrt{2LC}$; U_1, U_2, I — начальные для данного этапа значения величин u_1, u_2, i_a.

После обратного преобразования получаем

$$i_a(t) = A_0 e^{\Theta\frac{p_1}{\omega_1}\tau} + B_0 e^{\Theta\frac{a}{\omega_1}\tau}\sin\Theta\tau - A_0 e^{\Theta\frac{a}{\omega_1}\tau}\cos\Theta\tau, \quad (5\text{-}32)$$

где $\tau = \omega t$ — безразмерное время; ω — удвоенная частота управляющих импульсов каждого тиристора, равная частоте колебаний в нагрузке;

$$A_0 = \frac{\omega_0^2}{mr_н}\left[E_0 - U_2\left(1 + \frac{p_1}{\alpha}\right)U_1\right];$$

$$B_0 = \frac{\omega_0^2}{mr_н}\left[\frac{b}{\omega_1}(E_0 + U_1 - U_2) + \frac{в}{\omega_1\alpha}U_1\right];$$

p_1; $p_2 = a + j\omega_1$; $p_3 = a - j\omega_1$ — корни уравнения для выраже-

ния в знаменателе (5-31); $b = a - p_1$; $m = b^2 + \omega_1^2$; $s = \omega_1^2 + ab$; $\Theta = \omega_1/\omega$ — относительная расстройка.

С помощью выражений (5-30) могут быть также получены зависимости для напряжений u_1, u_2, u_3, u_4 и $u_н$ в схеме:

$$u_1 = A_1 e^{\Theta \frac{p_1}{\omega_1}\tau} + B_1 e^{\Theta \frac{a}{\omega_1}\tau} + C_1 e^{\Theta \frac{a}{\omega_1}\tau}\cos\Theta\tau, \qquad (5\text{-}33)$$

где

$$A_1 = \frac{1}{m}\left[p_1\alpha(E_0 - U_2) + p_1(p_1 + \alpha)U_1\right];$$

$$B_1 = \frac{1}{\omega_1 m}\left\{s\left[\alpha(E_0 - U_2) - \frac{1}{2}p_1U_1\right] + p_1\omega_1^2U_1\right\};$$

$$C_1 = \frac{1}{m}\left[\left(\frac{1}{2}p_1^2 + s\right)U_1 - \alpha p_1(E_0 - U_2)\right];$$

$$u_2 = E_0 + A_2 e^{\Theta \frac{p_1}{\omega_1}\tau} + B_2 e^{\Theta \frac{a}{\omega_1}\tau}\sin\Theta\tau + C_2 e^{\Theta \frac{a}{\omega_1}\tau}\cos\Theta\tau, \qquad (5\text{-}34)$$

где

$$A_2 = \frac{1}{m}\left[\alpha\left(p_1 + \frac{2\omega_0^2}{p_1}\right)(E_0 - U_2) + \left(\frac{1}{2}\omega_0^2 - p_1\alpha\right)U_1\right];$$

$$B_2 = \frac{1}{\omega_1 m}\left[\left(\frac{1}{2}\omega_0^2 b - \alpha s\right)U_1 + (\alpha s + p_1\omega_1^2 - p_1ab)(E_0 - U_2)\right];$$

$$C_2 = \frac{1}{m}\left[p_1(a + b - \alpha)(E_0 - U_2) + \left(p_1\alpha - \frac{1}{2}\omega_0^2\right)U_1\right];$$

$$u_3 = U_3 + \frac{U_1 + U_2 - E_0}{2} + A_3 e^{\Theta \frac{p_1}{\omega_1}\tau} + B_3 e^{\Theta \frac{a}{\omega_1}\tau}\sin\Theta\tau +$$

$$+ C_3 e^{\Theta \frac{a}{\omega_1}\tau}\cos\Theta\tau, \qquad (5\text{-}35)$$

где

$$A_3 = \frac{1}{m}\left[\alpha\left(\frac{\omega_0^2}{p_1} + p_1\right)(U_1 + U_2 - E_0) + \frac{1}{2}\omega_0^2U_1\right];$$

$$B_3 = \frac{1}{\omega_1 m}\left[\left(\frac{1}{2}\omega_0^2 b + \alpha s + \frac{1}{2}p_1\omega_1^2 - \frac{1}{2}p_1ab\right)U_1 - \left(\alpha s + \frac{1}{2}p_1\omega_1^2 - \right.\right.$$

$$\left.\left. - \frac{1}{2}p_1ab\right)(E_0 - U_2)\right];$$

$$C_3 = \frac{1}{m}\left[p_1\left(\frac{a + b}{2} - \alpha\right)(U_1 + U_2 - E_0) - \frac{1}{2}\omega_0^2U_1\right];$$

U_3 — начальное значение величины u_3 для данного этапа;

$$u_4 = u_3 + U_3 - U_4, \qquad (5\text{-}36)$$

где U_4 — начальное значение величины u_4 для данного этапа;

$$u_{н}=E_0-u_1-u_2. \tag{5-37}$$

После окончания протекания тока через тиристор $T1$ наступает второй этап работы схемы, когда ни один из тиристоров не включен. Эквивалентная схема для данного этапа изображена на рис. 5-6 справа. Процессы в ней могут быть описаны уравнениями:

$$\left.\begin{array}{l} i_1=i_2; \quad i_2=i_3+i_{н}; \quad i_3=i_{н}; \quad i_1=\dfrac{dq_1}{dt}; \quad i_3=\dfrac{dq_3}{dt}; \\ E_0C=(U_1+U_2+i_{н}r_{н})C; \quad 2E_0C=(u_1+u_2+u_3+u_4)C. \end{array}\right\} \tag{5-38}$$

Из уравнений (5-38) нетрудно найти выражения для напряжений u_1, u_2, u_3, u_4, $u_{н}$ на втором этапе:

$$\left.\begin{array}{l} u_1=\dfrac{E_0-U_2'}{2}\left(1-e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}\tau}\right)+\dfrac{U_1'}{2}\left(1+e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}\tau}\right); \\ u_2=\dfrac{E_0-U_3'}{2}\left(1-e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}\tau}\right)+\dfrac{U_2'}{2}\left(1+e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}\tau}\right); \\ u_3=\dfrac{E_0-U_4'}{2}\left(1-e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}\tau}\right)+\dfrac{U_3'}{2}\left(1+e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}\tau}\right); \\ u_4=2E_0-u_1-u_2-u_3; \quad u_{н}=E_0-u_1-u_2, \end{array}\right\} \tag{5-39}$$

где U_1', U_2', U_3', U_4' — начальные значения напряжений u_1, u_2, u_3, u_4 на данном этапе.

Следует помнить, что отсчет времени в выражениях (5-39) производится с момента выключения одного из тиристоров (например, $T1$).

Выражения для величин U_1', U_2', U_3', U_4' получаются при подстановке в формулы (5-33) — (5-36) значения безразмерного времени τ_0 протекания тока через тиристоры ($\tau_0 = \omega t_0$):

$$\left.\begin{array}{l} mU_1'=N_1U_1+N_2(E_0-U_2); \quad mU_2'=mE_0+N_4U_1+N_3(E_0-U_2); \\ mU_3'=N_6U_1-N_5(E_0-U_2)+mU_3; \quad mU_4'=N_6U_1-N_5(E_0- \\ -U_2)+mU_4, \end{array}\right\} \tag{5-40}$$

где $N_1=p_1(p_1+\alpha)e^{\frac{p_1}{\omega_1}\Theta\tau_0}+p_1\left(\omega_1^2-\dfrac{s}{2}\right)\dfrac{1}{\omega_1}e^{\frac{a}{\omega_1}\Theta\tau_0}\sin\Theta\tau_0+$

$$+\left(\frac{p_1^2}{2}+s\right)e^{\frac{a}{\omega_1}\Theta\tau_0}\cos\Theta\tau_0;$$

$$N_2=p_1\alpha e^{\frac{p_1}{\omega_1}\Theta\tau_0}+\alpha s\frac{1}{\omega_1}e^{\frac{a}{\omega_1}\Theta\tau_0}\sin\Theta\tau_0-\alpha p_1e^{\frac{a}{\omega_1}\Theta\tau_0}\cos\Theta\tau_0;$$

$$N_3 = \alpha\left(p_1 + \frac{2\omega_0^2}{p_1}\right)e^{\frac{p_1}{\omega_1}\Theta\tau_0} + (\alpha s + p_1\omega_1^2 - p_1 ab)\frac{1}{\omega_1}e^{\frac{a}{\omega_1}\Theta\tau_0}\sin\Theta\tau_0 +$$

$$+\left(p_1\alpha - \frac{\omega_0^2}{2}\right)e^{\frac{a}{\omega_1}\Theta\tau_0}\cos\Theta\tau_0;$$

$$N_4 = \left(\frac{\omega_0^2}{2} - p_1\alpha\right)e^{\frac{p_1}{\omega_1}\Theta\tau_0} + \left(\frac{\omega_0^2}{2}b - \alpha s\right)\frac{1}{\omega_1}e^{\frac{a}{\omega_1}\Theta\tau_0}\sin\Theta\tau_0 +$$

$$+\left(p_1\alpha - \frac{\omega_0^2}{2}\right)e^{\frac{a}{\omega_1}\Theta\tau_0}\cos\Theta\tau_0;$$

$$N_5 = \frac{m}{2} + \alpha\left(\frac{\omega_0^2}{p_1} + p_1\right)e^{\frac{p_1}{\omega_1}\Theta\tau_0} + \left(\alpha s + \frac{p_1\omega_1^2 - p_1 ab}{2}\right)\frac{1}{\omega_1}e^{\frac{a}{\omega_1}\Theta\tau_0} \times$$

$$\times\sin\Theta\tau_0 + p_1\left(\frac{a+b}{2} - \alpha\right)e^{\frac{a}{\omega_1}\Theta\tau_0}\cos\Theta\tau_0;$$

$$N_6 = \frac{m}{2} + \left[\alpha\left(\frac{\omega_0^2}{p_1} + p_1\right) + \frac{\omega_0^2}{2}\right]e^{\frac{p_1}{\omega_1}\Theta\tau_0} + \left(\frac{\omega_0^2 b}{2} + \alpha s +\right.$$

$$\left.+\frac{p_1\omega_1^2 - p_1 ab}{2}\right)\frac{1}{\omega_1}e^{\frac{a}{\omega_1}\Theta\tau_0}\sin\Theta\tau_0 + \left[p_1\left(\frac{a+b}{2} - \alpha\right) - \frac{\omega_0^2}{2}\right]\times$$

$$\times e^{\frac{a}{\omega_1}\Theta\tau_0}\cos\Theta\tau_0.$$

При подстановке в формулы (5-39) значения $\tau = \pi - \tau_0$ получим выражения для напряжений u_1, u_2, u_3, u_4 в моменты отпирания тиристоров в любой k-й полупериод работы инвертора:

$$\left.\begin{aligned}
U_{1k} &= (E_0 - U_2')\left[1 - e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)}\right] + U_1' e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)};\\
U_{2k} &= (E_0 - U_1')\left[1 - e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)}\right] + U_2' e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)};\\
U_{3k} &= (E_0 - U_4')\left[1 - e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)}\right] + U_3' e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)};\\
U_{4k} &= (E_0 - U_3')\left[1 - e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)}\right] + U_4' e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)}.
\end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}41)$$

В частности, для установившегося режима $U_{1k} = U_1$; $U_{2k} = U_2$; $U_{3k} = U_3$; $U_{4k} = U_4$. Используя эти равенства, из выражений

(5-40) и (5-41) нетрудно найти величины U_1, U_2, U_3, U_4:

$$
\left.
\begin{aligned}
U_1 = {} & -\left\{N_2 - N_5 - \left[1 - e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)}\right](N_2+N_8) + \right. \\
& \left. + \frac{m\left[1 - e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)}\right]}{2e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)} - 1} + (m + N_3 - N_2)H\right\}\left\{N_1 + N_6 - \right. \\
& - \left[1 - e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)}\right](N_1+N_4) - \frac{m\left[1 - e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)}\right]}{2e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)} - 1} + \\
& \left. + (N_4 - m - N_1)H\right\}^{-1} E_0; \\
U_2 = {} & \frac{(m + N_3 - N_2)E_0 + (N_4 - N_1 - m)U_1}{N_3 - m - N_2}; \\
U_3 = {} & U_1 - U_2 + U_4; \\
U_4 = {} & \left\{\left[N_2 - \frac{1}{\omega_1}\left(e^{\frac{\alpha}{\omega_1}\Theta\tau_0}\sin\Theta\tau_0\right)(N_2+N_3)\right]E_0 + \right. \\
& + \left[N_1 - \left(1 - e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)}\right)(N_1+N_4)\right]U_1 + \\
& \left. + \left[\left(1 - e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)}\right)(N_2+N_3) - N_2\right]U_2\right\} m^{-1},
\end{aligned}
\right\} \quad (5\text{-}42)
$$

где

$$
H = \frac{N_5 - N_2 + \left(1 - e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)}\right)(N_2+N_3) - m\dfrac{e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)}}{2e^{-2\Theta\frac{\alpha}{\omega_1}(\pi-\tau_0)} - 1}}{N_3 - m - N_2}.
$$

Дальнейшие вычисления величин, описываемых полученными выражениями, производятся в функции волнового сопротивления $\rho = \sqrt{L/(2C)}$, добротности $Q = \rho/r_н$ и параметра Θ.

Величина τ_0, как следует из полученных ранее выражений, в частности (5-32) и (5-42), является функцией величин U_1 и U_2. Соответственно для нахождения τ_0 могут быть использованы уравнения, полученные из выражения (5-32) подстановкой в него величины τ_0, и выражения (5-42). Вычисления показали, что все значения произведения $\Theta\tau_0$ при $0,1 \leqslant Q \leqslant 3$ находятся в сравнительно узком интервале ($\pi \leqslant \Theta\tau \leqslant 1,05\pi$). Напряжения U_1, U_2, U_3, U_4 вычисляются с помощью выражений (5-42), максимальный ток тиристоров I_{am} — с помощью (5-32), а максимальное напряжение на анодах запертых тиристоров U_{am} — с помощью (5-35). Действующее значение и коэффициент гармоник напряжения на нагрузке определяются из выражений (5-37) и (5-39).

Таблица 5-3

Вычисляемая величина	Q	λ = 1,028	λ = 1,194	λ = 1,388	λ = 1,668
τ_0	0,1	3,07	2,56	2,27	1,90
	0,2	3,07	2,66	2,30	1,92
	0,3	3,08	2,68	2,33	1,95
	0,5	3,10	2,70	2,35	1,97
	0,7	3,09	2,69	2,33	1,94
	1,0	3,08	2,66	2,30	1,91
	1,25	3,07	2,65	2,28	1,90
	1,5	3,06	2,64	2,27	1,89
	2,0	3,06	2,63	2,27	1,89
	3,0	3,06	2,63	2,26	1,88
$\frac{U_1}{E_0}$	0,1	11,68	8,98	7,08	5,47
	0,2	6,38	4,97	4,01	3,22
	0,3	4,73	3,78	3,15	2,65
	0,5	3,68	3,11	2,76	2,52
	0,7	3,52	3,13	2,91	2,80
	1,0	3,84	3,56	3,46	3,42
	1,25	4,28	4,07	4,01	4,12
	1,5	4,80	4,63	4,59	4,58
	2,0	5,94	5,82	5,80	5,80
	3,0	8,36	8,29	8,29	8,23
$\frac{U_2}{E_0}$	0,1	—3,41	—2,67	—2,14	—1,69
	0,2	—1,79	—1,48	—1,27	—1,10
	0,3	—1,39	—1,24	—1,14	—1,06
	0,5	—1,37	—1,35	—1,34	—1,33
	0,7	—1,67	—1,70	—1,72	—1,73
	1,0	—2,30	—2,36	—2,39	—2,40
	1,25	—2,88	—2,96	—2,98	—3,00
	1,5	—3,49	—3,56	—3,57	—3,58
	2,0	—4,72	—4,79	—4,80	—4,80
	3,0	—7,24	—7,28	—7,29	—7,23
$k_г$	0,1	0,7	5,2	10,0	16,3
	0,2	1,0	5,2	10,8	17,3
	0,3	1,2	5,4	11,3	18,8
	0,5	1,4	6,2	13,6	23,0
	0,7	1,5	7,5	16,3	28,6
	1,0	1,7	10,0	20,3	34,3
	1,25	2,0	11,5	23,0	37,8
	1,5	2,2	13,4	25,0	40,2
	2,0	2,2	14,2	27,0	43,1
	3,0	2,2	15,2	28,7	45,1

В табл. 5-3 приведены вычисленные значения относительных величин τ_0, U_1/E_0, U_2/E_0, а на рис. 5-7 — зависимости $I_{am}\rho/E_0$, U_{am}/E_0, $\lambda = \omega_1/\omega_0$ и мощности в нагрузке $P_{\sim}\rho/E_0^2$ в функции Q для двух значений параметра Θ.

С помощью выражения (1-5) нетрудно вычислить коэффициент $k_м$, характеризующий использование тиристоров по мощности. Схемное время выклю-

чения тиристоров определяется выражением

$$k_{\text{в}} = \frac{t_{\text{в}}}{T} = 1 - \frac{\tau_0 - \tau_2}{2\pi}, \tag{5-43}$$

где τ_2 — безразмерное время, соответствующее моменту, когда существует условие $u_2 = 0$.

Вычисления показали, что произведение $\Theta\ (\tau_0 - \tau_{\text{в}})$ лежит в диапазоне $1,55 \leqslant \Theta\ (\tau_0 - \tau_2) \leqslant 1,64$ при значительных изменениях параметров Θ и Q. Поэтому с небольшой погрешностью, не более 5 %, можно принять $\Theta\ (\tau_0 - \tau_2) \approx \pi/2$ и соответственно

$$k_{\text{в}} \approx 1 - 1/(4\Theta). \tag{5-44}$$

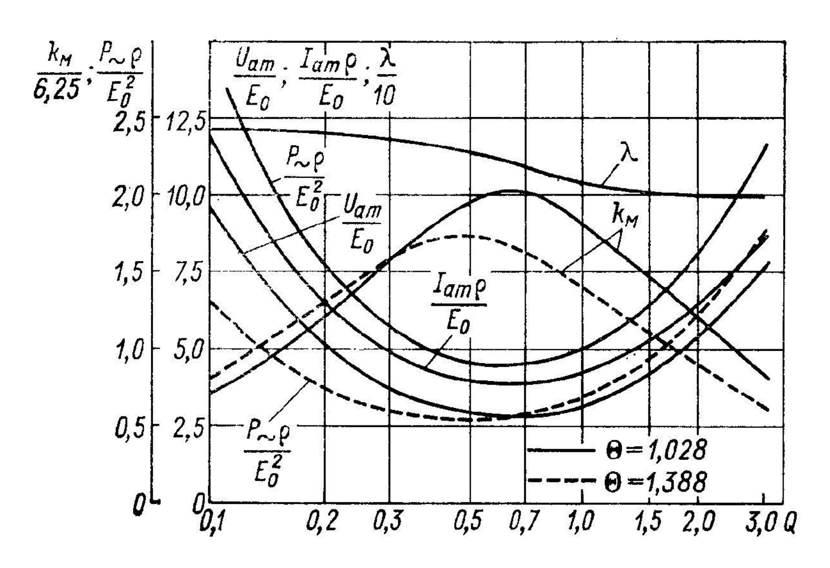


Рис. 5-7. Зависимости для величин, характеризующих режим работы последовательно-параллельного инвертора с удвоением частоты

Форма выходного напряжения может быть оценена коэффициентом гармоник, вычисляемым с помощью формулы

$$k_{\text{г}} = \frac{\sqrt{U_{\text{н}}^2 - U_{1\text{н}}^2}}{U_{1\text{н}}},$$

где $U_{\text{н}}$, $U_{1\text{н}}$ — действующие значения напряжения на нагрузке и его первой гармоники. Вычисленные значения $k_{\text{г}}$ также приведены в табл. 5-3.

Из приведенных на рис. 5-7 зависимостей видно, что величины $P_{\sim}$, I_{am}, U_{am} при $Q_{\text{опт}} = 0,4 \div 0,7$ имеют минимум, а $k_{\text{м}}$ — максимум. При этом с увеличением Θ величины $P_{\sim}$ и $k_{\text{м}}$ уменьшаются.

Поскольку частота свободных колебаний ω_1 зависит от сопротивления r, то величина $Q_{\text{опт}}$ зависит от расстройки Θ. В табл. 5-4 даны вычисленные значения $Q_{\text{опт}}\ (\Theta)$ и $k_{\text{м}}\ (\Theta)$.

Таблица 5-4

Θ	1,028	1,194	1,273	1,388	1,500	1,668
$Q_{опт}$	0,61	0,535	0,525	0,500	0,455	0,430
$k_м$	0,323	0,306	0,298	0,274	0,268	0,251

Таким образом, для наилучшего использования тиристоров по мощности следует рекомендовать режим при $Q_{опт} = 0,4 \div 0,7$ с минимальными по возможности расстройками Θ. Однако уменьшение Θ приводит к уменьшению коэффициента $k_в$. Для получения минимальных коэффициентов $k_г$ следует расстройку Θ приближать к единице. Сказанное позволяет сделать вывод, что оптимальным является режим при $Q_{опт} = 0,4 \div 0,7$, $\Theta = 1,1 \div 1,3$.

Расчет инвертора на максимальную мощность при заданной частоте и известных параметрах тиристоров следует производить в следующем порядке:

1. Выбираем режим работы инвертора (т. е. величины Q и Θ), основываясь на приведенном выше анализе. Обычно целесообразно принимать $Q = 0,4 \div 0,7$; $\Theta = 1,1 \div 1,3$.

2. Полагая $U_{am} = U_{а.д}$ и находя из рис. 5-7 отношение $U_{а\,m}/E_0$, определяем E_0.

3. Определив из рис. 5-7 величину $I_{а\,m}\rho/E_0$, с ее помощью находим ρ.

4. Из рис. 5-7 находим $\lambda = \omega_1/\omega_0$.

5. По известным ρ, Θ, $\lambda = \omega_1/\omega_0$ и Q нетрудно найти параметры схемы $\omega_0 = \omega\Theta/\lambda$, $C = 1/(2\omega_0\rho)$, $L = 1/(2\omega_0^2 C)$, $r_н = \rho/Q$.

6. С помощью выражения (5-44) вычисляем коэффициент $k_в$ и проверяем соблюдение неравенства $t_в > t_{в.\,ном}$.

7. Полагая импульсы тока через тиристоры синусоидальными по аналогии с изложенным в § 5-1, из формулы (5-10) находим величину S_i и проверяем соблюдение условия $S_i \leqslant S_{i\,д}$.

Работа инвертора при изменении нагрузки и выходной частоты. При изменении сопротивления нагрузки $r_н$ обратно пропорционально ему изменяется величина Q. Соответственно с помощью рис. 5-7 и табл. 5-3 нетрудно определить изменение режима работы инвертора. Вычисления показали, что величины $P_{\sim}$, I_{am}, U_{am} имеют слабо выраженные минимумы, что обеспечивает их относительное постоянство при изменении сопротивления нагрузки. Так, изменение Q вдвое в обе стороны от точки минимума мощности приводит к увеличению последней не более чем на 25 %. Таким образом, для обеспечения режима работы инвертора с мало изменяющейся выходной мощностью при изменении нагрузки следует выбирать значения $Q = Q_{опт}$, приведенные в табл. 5-4.

На величину $k_в$ изменение $r_н$ практически не влияет.

Коэффициент гармоник $k_г$ с уменьшением $r_н$ возрастает, что следует из данных табл. 5-3.

Изменение генерируемой частоты вызывает обратно пропорциональное изменение относительной расстройки Θ. Причем с ростом Θ уменьшается мощность в нагрузке, увеличиваются $k_г$ и $k_в$.

5-4. Многоячейковый генератор повышенной частоты

Схема генератора. Описываемая в данном параграфе схема многоячейкового генератора позволяет преодолеть противоречие между сравнительно малым временем включения и большим временем выключения тиристоров. Простейшая схема генератора, приведенная на рис. 5-8, подобна схеме последовательного инвертора, нагруженного на резонансный контур. Принцип действия ее состоит в следующем.

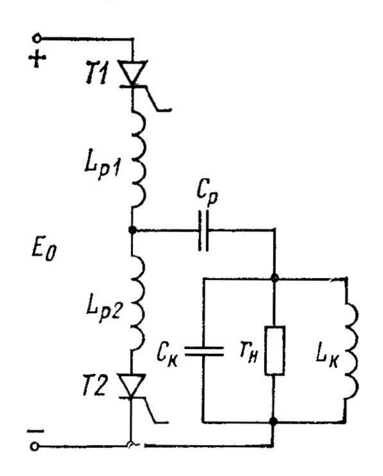


Рис. 5-8. Простейшая схема многоячейкового генератора повышенной частоты

При отпирании тиристора *T1* управляющими импульсами $u_{у1}$ (рис. 5-9) конденсатор $C_р$ заряжается от источника питания E_0 через катушку индуктивности $L_{р1}$ и напряжение на нем $u_{C_р}$ принимает значение $U_{C_р1}$. Если через некоторое время подать управляющий импульс $u_{у2}$ на тиристор *T2*, то конденсатор $C_р$ перезарядится до напряжения $U_{C_р2}$ через тиристор *T2*, катушку индуктивности $L_{р2}$ и контур нагрузки $L_к$, $C_к$, $r_н$. Токи $i_{а1}$, $i_{а2}$ тиристоров *T1* и *T2* протекают через колебательный контур $L_к$, $C_к$, $r_н$ в противоположных направлениях и прекращаются в моменты перехода через нуль из-за униполярной проводимости тиристоров. После прекращения токов напряжения на анодах тиристоров $u_{а1}$, $u_{а2}$ относительно катодов, равные сумме напряжений на конденсаторе $C_р$ и контуре $L_к$, $C_к$, $r_н$, сохраняются в течение некоторого времени отрицательными (рис. 5-9), и тиристоры выключаются. Токи тиристоров *T1* и *T2* возбуждают колебания $u_к$ в контуре нагрузки $L_к$, $C_к$, $r_н$. При этом в соответствии с направлениями токов тиристор *T1* обеспечивает передачу энергии в контур нагрузки во время положительной полуволны напряжения, а тиристор *T2* — во время отрицательной. За время между ближайшими импульсами тока тиристоров *T1* и *T2* колебания в контуре нагрузки затухают, т. е. в нагрузке получаются затухающие колебания.

Для получения незатухающих колебаний следует отпирать тиристоры *T1* и *T2* достаточно часто. Частота отпирания тиристоров в этом случае определяется добротностью контура нагрузки, тре-

Рис. 5-9. Диаграммы токов и напряжений для простейшей схемы многоячейкового генератора повышенной частоты

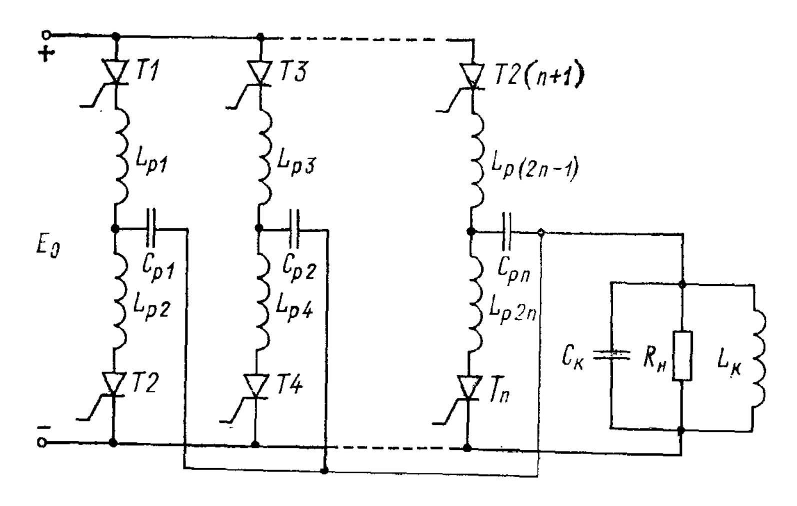


Рис. 5-10. Многотактный генератор незатухающих колебаний

бованиями к неравномерности амплитуды колебаний в нем и номинальным временем выключения используемых в генераторе тиристоров.

Если номинальное время выключения недостаточно, т. е. тиристоры не успевают выключиться в паузе между включениями соседних тиристоров, то следует использовать несколько ячеек, подобных изображенной на рис. 5-8. Эти ячейки имеют свои разрядные цепи, но работают на общий контур нагрузки (рис. 5-10). Порядок включения тиристоров выбирается таким, чтобы время между включениями тиристоров одной ячейки было максимальным, причем после последнего тиристора снова включается первый, т. е. реализуется кольцевой режим работы схемы.

Теоретический анализ и расчет. Анализ работы генератора удобно производить отдельно для установившегося и переходного режимов. В установившемся режиме могут быть сделаны некоторые допущения, позволяющие вместо параллельного колебательного контура ввести эквивалентный генератор и тем самым понизить порядок системы дифференциальных уравнений, описывающих работу схемы.

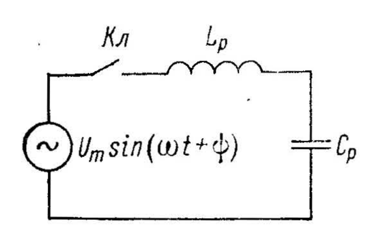


Рис. 5-11. Эквивалентная схема многоячейкового генератора повышенной частоты

Рассматриваемый в настоящем параграфе приближенный метод расчета генератора [15, 29] основан не только на обычных допущениях, указанных в главе первой, но также и на допущении, что затухание колебаний в контуре нагрузки за время между двумя соседними импульсами тока тиристоров мало́, т. е. в контуре нагрузки происходят чисто синусоидальные колебания с постоянной амплитудой U_m и частотой ω.

При указанных допущениях контур нагрузки можно заменить эквивалентным источником ЭДС $u_к(t) = U_m \sin(\omega t + \psi)$, а тиристоры — идеальным ключом *Кл*. Ключ *Кл* замыкается в момент отпирания одного из тиристоров схемы и размыкается в момент перехода его тока через нуль (т. е. в момент изменения направления тока). В результате эквивалентная схема генератора имеет вид, изображенный на рис. 5-11.

Дифференциальное уравнение рассматриваемой эквивалентной схемы

$$L_р \frac{di_а}{dt} + \frac{1}{C_р} \int i_а dt = U_m \sin(\omega t + \psi). \qquad (5\text{-}45)$$

В зависимости от выбора соотношений параметров разрядной цепи, контура нагрузки и частоты управляющих импульсов можно получить различные режимы работы генератора. Для получения возможно более высоких частот необходимо, чтобы отношение амплитуды колебаний в контуре нагрузки U_m к абсолютному значению напряжения на емкости $C_р$ после окончания протекания тока через тиристор $(-U_{C_{р2}})$ было равно единице:

$$\xi = \frac{U_m}{|U_{C_{р2}}|} = 1. \qquad (5\text{-}46)$$

При $\xi > 1$ тиристоры лучше используются по мощности, однако на их анодах появляется положительное напряжение через время, меньшее пе-

риода генерируемой частоты (схемное время выключения мало), и высокие частоты получены быть не могут. Режим работы при $\xi < 1$ энергетически невыгоден, так как тиристоры хуже используются по мощности из-за роста на них максимального напряжения.

Рассматривая энергетические соотношения в генераторе, для схемы рис. 5-8 можно получить ряд важных выражений.

Изменение заряда емкости C_p за один цикл в результате протекания тока через тиристор (замыкания ключа *Кл*) может быть выражено следующим образом:

$$q = C_p \left(U_{C_{p1}} - U_{C_{p2}}\right), \tag{5-47}$$

где $U_{C_{p1}}$ и $U_{C_{p2}}$ — напряжения на емкости C_p в моменты начала и окончания протекания тока через тиристор.

Вводя коэффициент перезаряда емкости C_p

$$k_C = \left| \frac{U_{C_{p2}}}{U_{C_{p1}}} \right|, \tag{5-48}$$

получим

$$q = C_p U_{C_{p1}} (1 + k_C). \tag{5-49}$$

Учитывая выражения (5-48) и (5-49), энергию $W_{\sim}$, отдаваемую при перезаряде емкости C_p контуру нагрузки, можно определить из выражения

$$W_{\sim} = \frac{C_p U_{C_{p1}}}{2} - \frac{C_p U^2_{C_{p2}}}{2} = \frac{U_{C_{p1}}}{2} (1 - k_C) q. \tag{5-50}$$

Энергия W_0, отдаваемая источником питания E_0 за один цикл, равна

$$W_0 = \int E_0 i_a dt = E_0 q. \tag{5-51}$$

Соотношения (5-50) и (5-51) позволяют выразить величину $U_{C_{p1}}$ через E_0 и k_C. Поскольку источник питания отдает энергию один раз, при заряде емкости C_p через тиристор *T1*, а энергия в контур нагрузки отдается дважды (тиристорами *T1* и *T2*), то, пренебрегая потерями в схеме, получим

$$U_{C_{p1}} = E_0/(1 - k_C). \tag{5-52}$$

Зная напряжение $U_{C_{p1}}$, определяем максимальное напряжение на анодах тиристоров:

$$U_{a\,m} = U_{C_{p1}} + U_m = U_{C_{p1}} (1 + k_C) = \frac{E_0 (1 + k_C \xi)}{1 - k_C}. \tag{5-53}$$

Мощность, получаемая от генератора в пересчете на один тиристор, определяется выражением

$$P_{\sim 1} = W_{\sim} F_п, \tag{5-54}$$

где $F_п$ — частота повторения импульсов тока одного из тиристоров генератора.

Подставив в (5-54) выражения (5-50), (5-49) и значение $U_{C_{\text{р}}1}$, найденное из (5-53), получим

$$P_{\sim 1} = U_{am}^2 \frac{1 - k_C^2}{(1 + k_C \xi)} \frac{\omega C_{\text{р}}}{4\pi l}, \qquad (5\text{-}55)$$

где $\omega = 2\pi f$ — генерируемая частота; $l = f/F_{\text{п}}$ — коэффициент умножения частоты (для каждого из тиристоров).

Поскольку потери в схеме не учитываем, мощность, отдаваемая источником питания в пересчете на каждый тиристор, находится из выражения

$$P_{01} = E_0 I_{01} \approx P_{\sim 1}, \qquad (5\text{-}56)$$

где I_{01} — постоянная составляющая тока через каждый тиристор.

Исходя из равенств (5-53), (5-55) и учитывая (5-56), можно получить соотношение

$$I_{01} = \frac{2P_{01}}{E_0} = U_{am} \frac{\omega C_{\text{р}}}{2\pi l} \frac{1 + k_C}{1 + \xi k_C}, \qquad (5\text{-}57)$$

из которого определяем

$$C_{\text{р}} = \frac{2\pi l I_{01}}{U_{am} \omega} \frac{1 + \xi k_C}{1 + k_C}. \qquad (5\text{-}58)$$

Решая дифференциальное уравнение (5-45) с помощью преобразования Лапласа и учитывая, что начальное напряжение на емкости $C_{\text{р}}$ равно $U_{C_{\text{р}}1}$, получим выражение для тока тиристоров:

$$i_{\text{а}}(t) = \frac{U_m}{L_{\text{р}}} \left[\frac{\omega}{\omega_{\text{р}}^2 - \omega^2} (\cos \omega t \cos \psi - \sin \omega t \sin \psi) - \right.$$

$$\left. - \frac{\omega}{\omega_{\text{р}}^2 - \omega^2} \cos \omega_{\text{р}} t \cos \psi + \frac{\omega}{\omega_{\text{р}}^2 - \omega^2} \sin \omega_{\text{р}} t \sin \psi \right] +$$

$$+ \frac{U_{C_{\text{р}}1}}{\omega L_{\text{р}}} \sin \omega_{\text{р}} t, \qquad (5\text{-}59)$$

где $\omega_{\text{р}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{р}} C_{\text{р}}}}$ — собственная частота разрядной цепи $L_{\text{р}} C_{\text{р}}$; ω — частота генерируемых колебаний.

Вводя расстройку разрядной цепи относительно генерируемой частоты $\nu = (\omega_{\text{р}} - \omega)/\omega$, безразмерное время $\tau = \omega t$ и используя выражения (5-46), (5-48), упростим выражение (5-59):

$$i_{\text{а}}(\nu, \psi, k_C, \tau) = \frac{U_m}{\omega L_{\text{р}}} \left\{ \frac{\sin \left[(\nu + 2) \frac{\tau}{2} + \psi \right]}{\nu + 2} \frac{\sin \frac{\nu \tau}{2}}{\nu/2} + \right.$$

$$\left. + \frac{\sin \psi \sin (\nu + 1) \tau}{\nu + 2} + \frac{\sin (\nu + 1) \tau}{\xi k_C (\nu + 1)} \right\}. \qquad (5\text{-}60)$$

Выключение тиристора происходит в момент τ_1, когда ток через него равен нулю:

$$i_a(\nu,\ \psi,\ k_C,\ \tau_1)=0. \tag{5-61}$$

Напряжение $U_{C_{p2}}$ на емкости C_p в момент τ_1 можно выразить через сумму напряжений $u_к$ на контуре $L_к$, $C_к$, $r_н$ и u_{L_p} на индуктивности L_p согласно эквивалентной схеме (рис. 5-11):

$$U_{C_{p2}}=u_к+u_{L_p}=U_m\sin(\tau_1+\psi)-\omega L_p\left.\frac{di_a}{d\tau}\right|_{\tau=\tau_1}=U_m\Big[\sin(\tau_1+\psi)-$$

$$-\frac{1}{\nu}\cos\left(\frac{\nu+2}{2}\tau_1+\psi\right)\sin\frac{\nu}{2}\tau_1-\frac{1}{\nu+2}\sin\left(\frac{\nu+2}{2}\tau_1+\psi\right)\times$$

$$\times\cos\frac{\nu}{2}\tau_1-\frac{\nu+1}{\nu+2}\sin\psi\cos(\nu+1)\tau_1-\frac{\cos(\nu+1)\tau_1}{\xi k_C}\Big]. \tag{5-62}$$

Из уравнений (5-61) и (5-62) нетрудно исключить величину k_C, после чего с учетом того, что имеет место условие $\xi=1$ [см. (5-46)], для угла ψ получим уравнение вида

$$a\sin\psi+b\cos\psi=c,$$

где

$$\left.\begin{aligned}
a=&\frac{2(\nu+1)}{\nu+2}\,\frac{\sin\frac{\nu}{2}\tau_1\cos\frac{\nu+2}{2}\tau_1}{\sin(\nu+1)\tau_1}-\frac{2}{\nu(\nu+2)}\times\\
&\times\frac{\sin\frac{\nu}{2}\tau_1\sin\frac{\nu+2}{2}\tau_1}{\cos(\nu+1)\tau_1}+\frac{\cos\tau_1}{\cos(\nu+1)\tau_1}-\frac{1}{\nu+2};\\
b=&\frac{2(\nu+1)}{\nu+2}\,\frac{\sin\frac{\nu}{2}\tau_1\sin\frac{\nu+2}{2}\tau_1}{\sin(\nu+1)\tau_1}-\frac{2}{\nu(\nu+2)}\times\\
&\times\frac{\sin\frac{\nu}{2}\tau_1\cos\frac{\nu+2}{2}\tau_1}{\cos(\nu+1)\tau_1}+\frac{\sin\tau_1}{\cos(\nu+1)\tau_1}-\frac{\sin(\nu+1)\tau_1}{(\nu+2)\cos(\nu+1)\tau_1};\\
c=&\frac{1}{\xi\cos(\nu+1)\tau_1}.
\end{aligned}\right\} \tag{5-63}$$

Решая уравнение (5-63), получаем ψ в функции ν, k_C и τ_1. Из уравнения (5-61) находим выражение для определения коэффициента k_C:

$$\frac{1}{k_C}=\frac{\nu+1}{\sin(\nu+1)\tau_1}\left[\frac{\sin\left(\frac{\nu+2}{2}\tau_1+\psi\right)}{\nu+2}\,\frac{\sin\frac{\nu\tau_1}{2}}{\nu/2}+\frac{\sin\psi\sin(\nu+1)\tau_1}{\nu+2}\right]. \tag{5-64}$$

К анодам тиристоров после окончания протекания через них тока прикладывается напряжение емкости C_p и контура нагрузки

$L_к$, $C_к$, $r_н$, причем фаза напряжения на контуре нагрузки может быть различной. Напряжение на аноде тиристора при его выключении изменяется либо плавно в соответствии с синусоидальным законом изменения напряжения на контуре нагрузки, либо скачкообразно. Последнее нежелательно, так как возрастает обратный ток тиристора. Возрастание обратного тока, в свою очередь, приводит к увеличению потерь в тиристорах во время их выключения. Поэтому для выбора режима работы генератора желательно знать скачок обратного напряжения на тиристорах после их выключения. Он равен напряжению $U_{L_р1}$ на индуктивности $L_р$ в момент времени τ_1. Относительное значение его легко определить с помощью выражения (5-62):

$$\gamma=\frac{U_{L_р1}}{U_m}=\frac{\omega L_р}{U_m}\frac{di_а}{d\tau}\bigg|_{\tau=\tau_1}=\sin(\tau_1+\psi)-\frac{1}{\xi}\cdot \qquad (5\text{-}65)$$

Чтобы определить эквивалентное сопротивление и фазовый угол настройки контура нагрузки φ, необходимо найти синфазную (активную) $I_{1а}$ и квадратурную (реактивную) $I_{1р}$ составляющие первой гармоники тока $i_а$ по отношению к ЭДС $U_m\sin(\omega t+\varphi)$. Используя выражение (5-60), получаем

$$I_{1а}=\frac{1}{\pi}\int_0^{\tau_1} i_а(\tau,\ \nu,\ k_C,\ \psi)\sin(\tau+\psi)\,d\tau;$$
$$I_{1р}=\frac{1}{\pi}\int_0^{\tau_1} i_а(\tau,\ \nu,\ k_C,\ \psi)\cos(\tau+\psi)\,d\tau; \qquad (5\text{-}66)$$

$$\varphi=\operatorname{arctg}\frac{I_{1р}}{I_{1а}}. \qquad (5\text{-}67)$$

По известным значениям $I_{1а}$ и напряжения на контуре нагрузки находим эквивалентное сопротивление контура нагрузки:

$$R_э=U_m/I_{1а}. \qquad (5\text{-}68)$$

Постоянную составляющую тока одного тиристора I_{01} определим по выражению

$$I_{01}=\frac{1}{2\pi}\int_0^{\tau_1} i_а(\tau,\ \nu,\ k_C,\ \psi)\,d\tau. \qquad (5\text{-}69)$$

Максимальный ток через тиристор $I_{а\,m}$ определяется из выражения (5-60) при подстановке в него вместо τ величины $\tau_м$ — времени достижения током тиристора максимального значения, которое определяется из уравнения

$$\frac{di_а}{d\tau}\bigg|_{\tau=\tau_м}=0. \qquad (5\text{-}70)$$

Имея выражения для величин $I_{а\,m}$, $I_{1а}$, I_{01}, легко найти коэффициенты, позволяющие связать эти величины между собой, ана-

логичные коэффициентам разложения в ряд Фурье импульса анодного тока в теории ламповых генераторов:

$$a_1 = I_{1a}l/(2I_{am}m); \qquad a_0 = I_{01}l/I_{ам}, \tag{5-71}$$

где m — число пар тиристоров, а l — коэффициент умножения частоты, введенный ранее.

Полученные выражения позволяют определить величины k_C, τ_1, ψ, γ, ν, a_1, a_0, φ, необходимые для расчета генератора. Анализ режимов работы генератора показал, что наилучшим с практической точки зрения является режим работы, при котором частоты настройки контура нагрузки и импульсов управления тиристоров кратны. При этом настройка генератора может производиться по минимуму потребляемого от источника питания тока (аналогично ламповым генераторам с независимым возбуждением). В случае импульсной работы генератора переходные процессы установления частоты и фазы в начале радиоимпульса отсутствуют. Напряжение на разрядной индуктивности L_p в момент окончания импульса тока в оптимальном режиме целесообразно положить равным нулю.

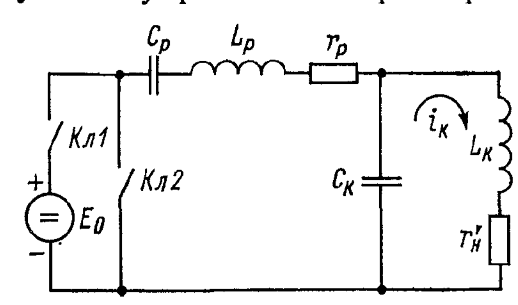


Рис. 5-12. Эквивалентная схема для анализа переходных процессов в многоячейковом генераторе повышенной частоты

При этом условии и принятом ранее значении $\xi = 1$ напряжение на аноде тиристора после окончания протекания тока изменяется плавно, без скачков, которые могут вызвать паразитные колебания в разрядных цепях L_pC_p, приводящие к дополнительным потерям и перенапряжениям на элементах этих цепей и анодах тиристоров. Скачкообразное приложение к тиристору обратного напряжения после окончания протекания прямого тока приводит, кроме того, к появлению значительного обратного тока тиристора и увеличивает потери при выключении.

Для оптимального режима получены следующие значения параметров: $\tau_2 = 276°$, $\psi = 174°$, $\nu = -0{,}135$, $k_C = 0{,}422$, $a_1 = 0{,}510$, $a_0 = 0{,}370$.

Для анализа процессов установления колебаний в генераторе при его включении (переходный режим) необходимо решать системы дифференциальных уравнений для отдельных этапов работы схемы (открывания или закрывания тиристоров), считая конечное состояние системы в конце этапа начальным состоянием для последующего этапа.

Решение системы дифференциальных уравнений для отдельных этапов можно осуществить либо интегрированием с помощью хорошо известных методов на ЭВМ, либо используя преобразование Лапласа.

Второй способ позволяет получить аналитические выражения для токов и напряжений в схеме на отдельных этапах ее работы, но они оказываются столь сложного вида, что практическое их использование весьма затруднительно. Кроме того, при реализации этого способа предварительно необхо-

димо определить корни характеристического уравнения четвертой степени общего вида.

Максимальные значения токов и напряжений в схеме во время переходного процесса можно получить путем анализа процесса включения.

Делая те же предположения, что и ранее, можно составить эквивалентную схему генератора (рис. 5-12), в которой ключи *Кл1* и *Кл2* отображают соответственно тиристоры *Т1* и *Т2*, ЭДС E_0 — источник питания, сопротивление $r_р$ — потери в разрядной цепи, сопротивление $r'_н$ — потери в контуре нагрузки с учетом сопротивления нагрузки $r_н$, пересчитанного как последовательно включенное с индуктивностью $L_к$ и емкостью $C_к$.

Каждый период работы схемы можно разбить на четыре этапа.

Первый этап начинается с приходом импульса управления на тиристор *Т1*, т. е. с момента замыкания ключа *Кл1* (ключ *Кл2* при этом разомкнут). Согласно эквивалентной схеме, на этом этапе работа генератора может быть описана системой двух интегродифференциальных уравнений:

$$\left.\begin{aligned} &\omega L_р \frac{di_а}{d\tau} + r_р i_а + \frac{1}{\omega C_р}\int_0^\tau i_а d\tau + \frac{1}{\omega C_к}\int_0^\tau (i_а - i_к)\, d\tau = E_0; \\ &\omega L_к \frac{di_к}{d\tau} + r_к i_к + \frac{1}{\omega C_к}\int_0^\tau (i_к - i_а)\, d\tau = 0. \end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}72)$$

Здесь $\tau = \omega t$ — безразмерное время.

Начальные условия — нулевые (напряжения на емкостях схемы и токи в схеме равны нулю):

$$u_{C_р}(0) = u_{C_к}(0) = 0; \qquad i_а(0) = i_к(0) = 0.$$

Далее преобразуем систему интегродифференциальных уравнений (5-72) в систему дифференциальных уравнений, для которых существует хорошо разработанные и широко известные методы решения с помощью ЭВМ. Это преобразование осуществляется заменой переменных:

$$q = \int_0^\tau i_а d\tau; \qquad q_к = \int_0^\tau i_к d\tau. \quad (5\text{-}73)$$

После замены и простых преобразований система уравнений (5-72) записывается в виде

$$\left.\begin{aligned} &q'' + \lambda d_р q' + \lambda^2 q - \frac{1}{n_L} q_к = \frac{E_0 \lambda}{\rho_р}; \\ &q''_к + d_к q'_к + q_к - q = 0, \end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}74)$$

где q', $q'_к$ и q'', $q''_к$ — соответственно первая и вторая производные переменных q и $q_к$; $d_к = r'_н/(\omega L_к)$ — затухание контура нагрузки; $\rho_р$ — волновое сопротивление цепи $L_р$, $C_р$; $d_р = r_р/(\omega_р L_р)$ — затухание разрядной цепи $L_р$, $C_р$, $r_р$; $\lambda = \omega_р/\omega$ — отношение частот разрядной цепи $\omega_р = 1/\sqrt{L_р C_р}$ и контура нагрузки $\omega =$

$=\omega_к = 1/\sqrt{L_к C_к}$; $n_L = L_к/L_р$ — отношение индуктивностей контура нагрузки и разрядной цепи.

Считаем, что имеет место оптимальный режим работы генератора. Интегрируя с помощью ЭВМ систему уравнений (5-74), определим максимальное значение тока через тиристор на данном этапе $I_{а\,m1}$ и момент окончания тока τ_{11}, т. е. момент размыкания ключа *Кл1*, что соответствует окончанию первого этапа.

Для момента τ_{11} найдем значения $q(\tau_{11})$, $q_к(\tau_{11})$ и $q'(\tau_{11})$, являющиеся начальными условиями для второго этапа.

С момента окончания протекания тока через тиристор *Т1* (размыкания ключа *Кл1*) до момента поступления импульса управления на тиристор *Т2* при $\tau_{21} = 2\pi j$ длится второй этап. Величина $j = 1, 2, 3 \ldots$ означает номер периода частоты следования импульсов тока тиристоров через контур нагрузки, и для первого рассматриваемого периода она равна 1. Однако для общности записи дальнейших выражений величину j сохраним. Во время второго этапа ток $i_а$ равен нулю, а в контуре нагрузки имеют место свободные колебания, описываемые уравнением

$$q_к'' + d_к q_к' + q_к = 0. \tag{5-75}$$

Решая это уравнение при начальных условиях $q_к(0) = q_к(\tau_{11})$ и $q_к'(0) = q_к'(\tau_{11})$, находим эти величины для второго этапа:

$$\left.\begin{aligned} q_к(2\pi n) &= \left\{\left[\frac{d_к q_к(\tau_{11})}{2} + q_к'(\tau_{11})\right]\sin(2\pi n - \tau_{11}) + \right.\\ &\left. + q(\tau_{11})\cos(2\pi n - \tau_{11})\right\} e^{\frac{-d_к(2\pi n - \tau_{11})}{2}};\\ q_к'(2\pi n) &= \left\{q_к'(\tau_{11})\cos(2\pi n - \tau_{11}) + \left[\frac{1-d_к^2}{4}q_к(\tau_{11}) - \right.\right.\\ &\left.\left. - d_к q_к'(\tau_{11})\right]\sin(2\pi n - \tau_{11})\right\} e^{\frac{-d_к(2\pi n - \tau_{11})}{2}}. \end{aligned}\right\} \tag{5-76}$$

Находя значения величин в момент окончания этапа $n = j$, получим начальные значения для третьего этапа:

$$q(0) = q(2\pi j); \qquad q_к(0) = q_к(2\pi j); \qquad q_к'(0) = q_к'(2\pi j). \tag{5-77}$$

Третий этап соответствует замкнутому состоянию тиристора *Т2* (ключа *Кл2* на рис. 5-12). Процессы, протекающие во время этого этапа, аналогичны процессам во время первого этапа и тоже описываются системой двух интегродифференциальных уравнений, но однородной:

$$\left.\begin{aligned} &q'' + \lambda d_р q' + \lambda^2 q - \frac{q_к}{n_L} = 0;\\ &q_к'' + d_к q_к' + q_к - q = 0. \end{aligned}\right\} \tag{5-78}$$

Так же, как и на первом этапе, определяем величину I_{am2}, момент окончания тока τ_{12} и значения $q(\tau_{12})$, $q_к(\tau_{12})$, $q_к'(\tau_{12})$.

На четвертом этапе оба ключа снова разомкнуты, $i_а = 0$, в контуре нагрузки существуют свободные колебания, описываемые уравнением (5-75), но с другими начальными условиями, определенными при анализе третьего этапа. Решая это уравнение, находим начальные условия для момента прихода следующего импульса управления.

Следующий импульс управления снова замыкает ключ *Кл1*, т. е. начинается второй период работы схемы, но на первом этапе второго периода начальные условия уже не нулевые, а определяются четвертым этапом предыдущего периода. Далее вычисления производятся аналогично описанным для первого периода. Процедура повторяется для p периодов до получения установившегося режима.

На каждом этапе проводимости тиристоров, определив значения $q(\tau_{1j})$, $q_к(\tau_{1j})$ и $q'_к(\tau_{1j})$, можно найти амплитуду колебательного напряжения на контуре $L_к\ C_к$

$$U_{mj}=\frac{1}{C_к}\sqrt{q_к^2(\tau_{1j})+q_к'^2(\tau_{1j})}\ , \tag{5-79}$$

фазу его

$$\varphi_j=\operatorname{arctg}\frac{q_к(\tau_{1j})}{q'_к(\tau_{1j})}-\tau_{1j} \tag{5-80}$$

и напряжение на аноде тиристора после окончания протекания через него тока

$$U_{а\,j}=U_{C_{р}j}+U_{к\,j}=\frac{q(\tau_{1j})}{C_р}+\frac{q_к(\tau_{1j})}{C_к}. \tag{5-81}$$

Доведя вычисления до установившегося режима, можно определить время установления процесса, максимальные напряжения на анодах тиристоров и контуре нагрузки и максимальный ток через тиристоры в переходном процессе ($U_{а\,m\,\max}$, $U_{m\,\max}$, $I_{а\,m\,\max}$). Процесс считаем законченным, когда максимальное напряжение на аноде $U_{а\,m\,j}$ отличается от своего установившегося значения меньше чем на 3 %. Схемное время выключения при анализе переходных процессов не вычисляется, так как в основном, как будет видно из дальнейшего, определяется частотой включения отдельных тиристоров схемы. Поэтому малое изменение его во время переходного процесса практического значения не имеет.

Длительность переходных процессов и превышение максимальных значений токов и напряжений для тиристоров, а также напряжения на контуре нагрузки вычисляется изложенным способом в функции добротностей разрядной цепи $Q_р=\frac{\sqrt{L_р/C_р}}{r_р}$ и контура нагрузки $Q_к=\frac{r_н}{\sqrt{L_к/C_к}}$ и коэффициента умножения частоты $l=f/F_п$. На рис. 5-13 — 5-15 даны зависимости относительных

максимальных значений напряжений $U_{C_{p}1m}$ на емкости C_p и $U_{m\,max}$ на контуре нагрузки, тока тиристора $I_{a\,m\,max}$ в переходном процессе. Величина $U_{a\,m\,max}$ определяется как $U_{a\,m\,max} = U_{C_{p}1m} + U_{m\,max}$. Из рисунков видно, что приведенные величины возрастают с увеличением добротностей Q_p и $Q_к$ и уменьшением коэффициента l. Первое объясняется уменьшением потерь в колебательной цепи, а второе — меньшими промежутками между поступлениями энергии в колебательную систему [4].

Длительность переходного процесса в периодах для больших добротностей разрядного контура $Q_p = 50$ и контура нагрузки

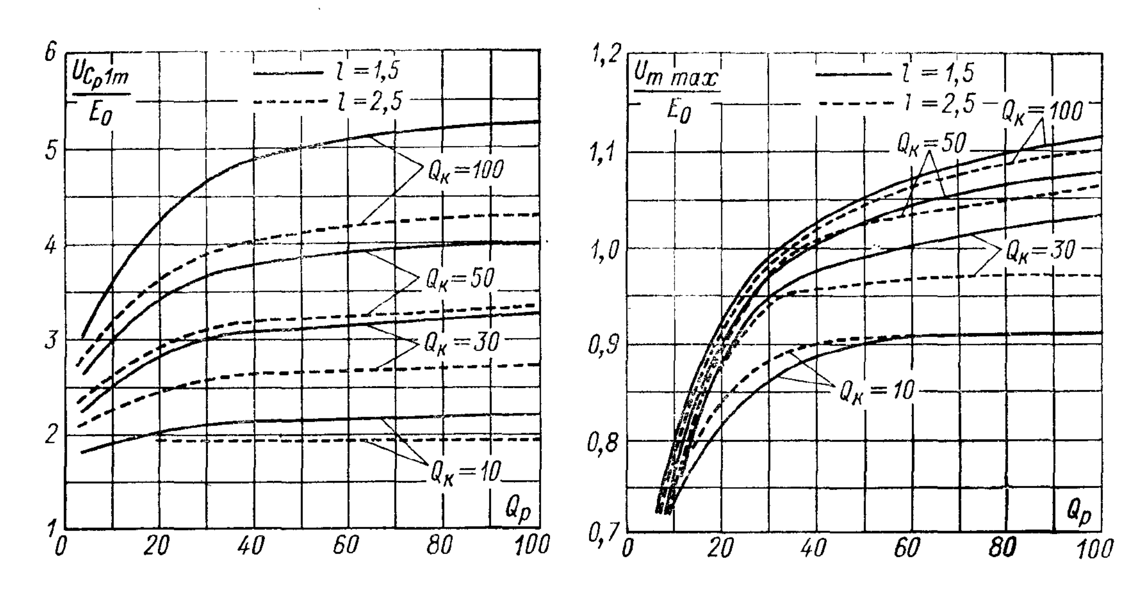


Рис. 5-13. Зависимости для максимального напряжения на конденсаторе C_p

Рис. 5-14. Зависимости для максимального напряжения на контуре нагрузки

$Q_к = 50$ и 100 соответственно равна 8 и 14. При уменьшении Q_p и $Q_к$ длительность переходного процесса уменьшается.

Расчет генератора на максимальную мощность при заданной частоте $f = 1/T$ и известных параметрах тиристоров удобно производить следующим образом:

1. При выборе коэффициента умножения частоты l следует исходить из того, что схемное время выключения должно превосходить номинальное. Схемное время выключения можно связать с периодом колебаний генерируемой частоты неравенством

$$t_в \leqslant \frac{lT}{2} - t_1 - t'_в, \tag{5-82}$$

где $t'_в$ — время от момента включения второго тиристора в ячейке до изменения знака напряжения на аноде первого тиристора (см. рис. 5-9); t_1 — время, когда тиристор открыт.

Величина $t'_в$ обычно для всех случаев много меньше $lT/2$ и t_1, и поэтому ею можно пренебречь. Исключение составляет случай

использования одной ячейки при $l = 1$. Однако он на практике встречается редко. Тогда, учитывая, что для оптимального режима $t_1 \approx 0{,}75\ T$, получим

$$t_в \leqslant (l/2 - 0{,}75)\,T. \qquad (5\text{-}83)$$

Отсюда найдем

$$l \geqslant 2t_в/T + 3/2. \qquad (5\text{-}84)$$

Неравенство (5-84) позволяет определить число l, подставляя в качестве $t_в$ величину $t_{в.\,ном}$. За величину l принимается наименьшее целое число, большее величины $2t_в/T + 3/2$.

2. Для того чтобы определить число ячеек в генераторе, следует найти неравномерность амплитуды колебаний в контуре нагрузки, определяемую добротностью этого контура. Так как затухание колебаний между двумя ближайшими импульсами тока тиристоров через контур $L_к$, $C_к$, $r_н$ происходит по экспоненциальному закону, то неравномерность колебаний ε определяется отношением

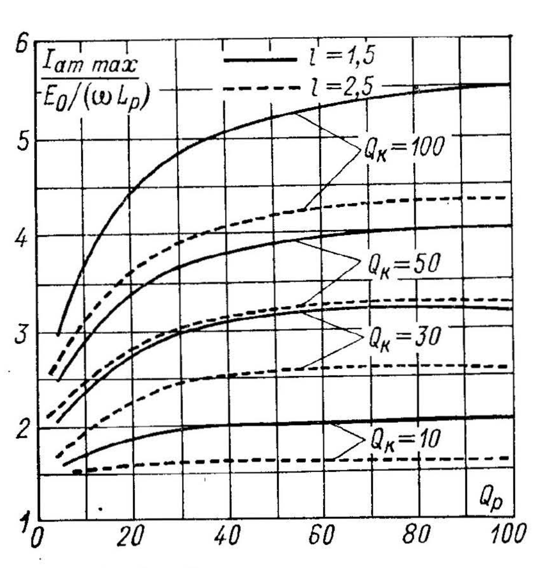


Рис. 5-15. Зависимости для максимального тока через тиристоры

$$\varepsilon = \frac{(U_1 - U_2)/2}{(U_1 + U_2)/2} = \frac{1 - e^{-\alpha t}}{1 + e^{-\alpha t}} \approx$$

$$\approx \frac{\alpha t}{2} = \frac{\pi \delta_к t_{21}}{2T},$$

где t_{21}—время между окончанием предыдущего и началом следующего импульса тока через тиристоры; $\delta_к = \Delta\omega/\omega$ — затухание контура $L_к$, $C_к$, $r_н$ ($\Delta\omega$ — ширина полосы пропускания); U_1 — амплитуда напряжения на контуре нагрузки в момент окончания импульса тока через один из тиристоров; U_2 — амплитуда напряжения на контуре нагрузки в момент начала следующего импульса тока через тиристоры.

Зная допустимые значения ε и $\delta_к$, легко определить время t_{21}. Оно должно удовлетворять неравенству

$$t_{21} \leqslant lT/2 - t_1.$$

Если получаем $t_{21} > lT/2 - t_1$, то надо вместо одной ячейки взять большее число ячеек, чтобы добиться выполнения требуемого неравенства.

3. Учитывая, что в оптимальном режиме $a_0 = 0{,}37$, и полагая $I_{a\,m} = I_{a\,m\,д}$, найдем выражение для постоянной составляющей тока каждого тиристора:

$$I_{01} = a_0 I_{a\,m}/l. \qquad (5\text{-}85)$$

При использовании пары тиристоров (см. рис. 5-8) или нескольких пар импульсы тока, возбуждающего контур $L_к$, $C_к$, $r_н$, следуют с частотой $mF_п/2$ (где m — число ячеек в генераторе), поэтому для активной составляющей первой гармоники тока через контур нагрузки получаем выражение

$$I_{1а} = ma_1 I_{а\,m}/l = ma_1 I_{01}/a_0. \qquad (5\text{-}86)$$

4. С помощью выражения (5-58) определяем $C_р$, после чего нетрудно найти индуктивность разрядной цепи:

$$L_р = \frac{1}{(1-\nu)^2 \omega^2 C_р} = \frac{1}{\omega_0^2 C_р}. \qquad (5\text{-}87)$$

5. Из выражения (5-53) следует найти E_0, полагая $U_{а\,m\,\max} = U_{а.\,д}$, после чего с помощью выражений (5-52) и (5-53) определяем

$$U_m = \frac{k_C U_{а\,m}}{1 + k_C}. \qquad (5\text{-}88)$$

6. Зная величины U_m и $I_{1\,а}$, нетрудно найти

$$R_э = U_m/I_{1а}.$$

7. Поскольку КПД принят равным 100 %, получаем

$$P_\sim = P_0 = U_m I_{1а}/2.$$

8. Необходимо проверить, не превосходит ли крутизна тока тиристора допустимого значения. Для этого, полагая, что ток через тиристоры нарастает до значения $I_{а\,m}/2$ по закону, близкому к линейному, получим выражение для крутизны нарастания тока:

$$S_t = I_{а\,m}\omega/(2\tau'),$$

где τ' — время, в течение которого ток $i_а$ возрастает до значения $I_{аm}/2$.

Как и для последовательного инвертора, возможен мостовой вариант схемы, который при необходимости может содержать несколько ячеек, работающих на общую нагрузку.

Учет влияния инерционных свойств тиристоров. До сих пор при анализе тиристорных генераторов, работающих даже на повышенных частотах (вплоть до нескольких десятков килогерц), инерционность тиристоров, вызванная процессами включения и выключения, не учитывалась. Однако по мере увеличения генерируемых частот время протекания импульсов тока через тиристоры становится сравнимым, например, со временем включения. Режим работы генераторов в этом случае будет зависеть от соотношения указанных величин. В частности, для высокочастотных тиристоров типа ТЧ указанные времена становятся сравнимыми уже при частотах около 40—50 кГц и довольно существенно влияют на режим работы генератора.

Влияние инерционности тиристоров может быть учтено при анализе генераторов любого типа. Однако наибольший интерес учет влияния инер-

ционности тиристоров представляет для многоячейковых генераторов, работающих на наиболее высоких частотах [31].

С учетом инерционных свойств тиристор уже не может быть представлен идеальным ключом. При его включении выделяют два участка: задержки, когда напряжение на тиристоре после прихода управляющего импульса уменьшается от первоначального значения U_{a1} до 0,9 U_{a1}, и нарастания, когда ток возрастает, а напряжение уменьшается от 0,9 U_{a1} до 0,1 U_{a1}. На участке задержки ток через тиристор пренебрежимо мал, и наличие задержки можно считать эквивалентным некоторому временно́му сдвигу напряжения управления. В работах [23, 27] установлено, что на участке нарастания изменение напряжения на тиристоре имеет экспоненциальный характер:

$$u_a(t) = 0{,}9U_{a\,1}e^{-t/t_н}, \tag{5-89}$$

где $t_н$ — время нарастания.

В течение следующего за нарастанием участка установления, когда напряжение на тиристоре изменяется от 0,1 U_{a1} до остаточного напряжения 1—2 В, напряжение на тиристоре мало́ и изменяется сравнительно медленно. Поэтому оно хотя и влияет на значение потерь в тиристорах, но на режиме работы генератора сказывается слабо. А если само напряжение мало влияет на режим работы генератора, то тем более слабым будет влияние характера его изменения. Для простоты дальнейших математических выкладок напряжение на тиристорах на участке установления примем изменяющимся по тому же экспоненциальному закону, что и на участке нарастания.

Как показывает эксперимент, инерционность тиристоров во время выключения существенного влияния на формы токов и напряжений не оказывает, и учет ее здесь не рассматривается.

Таким образом, падение напряжения на тиристоре при включении имеет экспоненциальный характер, описываемый выражением (5-89).

Напряжение, прикладываемое к тиристору до его включения, изменяется обычно значительно медленнее, чем следует из выражения (5-89). Поэтому форма напряжения, прикладываемого к тиристору до его включения, практически не влияет на закон изменения напряжения после включения и можно всегда пользоваться формулой (5-89).

Поскольку закон изменения напряжения на тиристоре, представленном неидеальным ключом, найден, то при подключении с помощью этого ключа какого-либо генератора к некоторой электрической цепи напряжение на входе последней описывается в каждый данный момент времени разностью между напряжением на тиристоре до его включения и изменяющимся напряжением на тиристоре:

$$u = 0{,}9U_{a\,1}\left(1 - e^{-t/t_н}\right). \tag{5-90}$$

Эквивалентная схема тиристорного генератора по аналогии с приведенной ранее схемой (рис. 5-11), но с учетом инерционных свойств тиристоров и выражения (5-90) может быть представлена в виде последовательного соединения индуктивности $L_р$, емкости $C_р$, идеального ключа *Кл* и двух генераторов ЭДС e_1 и e_2, причем

$$\left.\begin{aligned} e_1 &= 0{,}9U_{C_р1}\left(1 - e^{-t/t_н}\right); \\ e_2 &= 0{,}9U_m \sin(\omega t + \psi)\left(1 - e^{-t/t_н}\right). \end{aligned}\right\} \tag{5-91}$$

ЭДС e_1 учитывает начальное напряжение на емкости $C_р$, ЭДС e_2 — на контуре нагрузки $L_к$, $C_к$, $r_н$.

Дифференциальное уравнение для такой эквивалентной схемы имеет вид

$$L_р \frac{di_a}{dt} + \frac{1}{C_р}\int_0^t i_a dt = e_1 + e_2. \tag{5-92}$$

Решая его, получим выражение для тока через тиристор:

$$i_a(\tau,\ k_C,\ \nu,\ \psi,\ \tau_н) = \frac{0,9U_m}{\omega L_р}\left\{\frac{2\sin\left(\frac{\nu+2}{2}\tau+\psi\right)\sin\frac{\nu\tau}{2}}{\nu(\nu+2)} + \right.$$

$$+\frac{\sin\psi\sin(\nu+1)\tau}{\nu+2} - \frac{\tau_н}{2}\,\frac{e^{-\frac{\tau}{\tau_н}}\left[\sin(\tau+\psi)-\tau_н(\nu+2)\cos(\tau+\psi)\right]}{1-\tau_н^2(\nu+2)^2} -$$

$$-\frac{\tau_н}{2}\,\frac{\sin[(\nu+1)\tau+\psi]+\tau_н(\nu+2)\cos[(\nu+1)\tau-\psi]}{1+\tau_н^2(\nu+2)^2} -$$

$$-\frac{\tau_н}{2}\,\frac{[\sin(\tau+\psi)-\tau_н\nu\cos(\tau+\psi)]-\sin[(\nu+1)\tau+\psi]+\tau_н\nu\cos[(\nu+1)+\psi]}{1+\tau_н^2\nu^2} +$$

$$\left.+\frac{1}{k_C}\,\frac{\tau_н\left[e^{-\frac{\tau}{\tau_н}}-\cos(\nu+1)\tau\right](\nu+1)+\sin(\nu+1)\tau}{(\nu+1)\left[1+(\nu+1)^2\tau_н^2\right]}\right\}, \quad (5\text{-}93)$$

где величины τ, ν, ψ, k_C — те же, что и в предыдущем параграфе, а $\tau_н = \omega t_н$ — безразмерное время нарастания.

Выше был определен оптимальный режим работы генератора, обеспечиваемый условиями:

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{I_{1р}}{I_{1а}} = 0; \qquad \xi = \frac{U_m}{|U_{C_{р2}}|} = 1; \qquad u_L = \frac{di_а}{dt}\bigg|_{t=t_1} = 0. \quad (5\text{-}94)$$

Используя эти условия и равенство нулю тока тиристора при его выключении, можно получить четыре уравнения для определения параметров k_C, ν, ψ и длительности импульса тока через тиристор τ_1 для оптимального режима в функции величины $\tau_н$, которая характеризует инерционность тиристоров:

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{di_а(\tau,\ \tau_н,\ k_C,\ \nu,\ \psi)}{d\tau}\bigg|_{\tau=\tau_н} = 0;\\
&\int_0^{\tau_1} i_а(\tau,\ \tau_н,\ k_C,\ \nu,\ \psi)\cos(\tau+\psi)\,d\tau = 0;\\
&\sin(\tau_1+\psi) = 1;\\
&i_а(\tau,\ \tau_н,\ k_C,\ \nu,\ \psi)\big|_{\tau=\tau_1} = 0.
\end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}95)$$

Решая эту систему уравнений, получим зависимости $k_C(\tau_н)$, $\nu(\tau_н)$, $\tau_2(\tau_н)$, $\psi(\tau_н)$, приведенные на рис. 5-16 и 5-17.

Активная составляющая первой гармоники тока тиристоров, протекающая через контур нагрузки, и постоянная составляющая тока одного из тиристоров соответственно равны

$$\left.\begin{aligned}
I_{1а} &= \frac{1}{\pi}\int_0^{\tau_1} i_а(\tau,\ \tau_н,\ k_C,\ \nu,\ \psi)\sin(\tau+\psi)\,d\tau;\\
I_{01} &= \frac{1}{2\pi}\int_0^{\tau_1} i_а(\tau,\ \tau_н,\ k_C,\ \nu,\ \psi)\,d\tau.
\end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}96)$$

Коэффициенты a_1, a_0 определяются формулами (5-71). На рис. 5-16 приведены зависимости a_1 ($\tau_н$), a_0 ($\tau_н$).

Из полученных зависимостей видно, что с ростом $\tau_н$, т. е. при увеличении генерируемых частот, для получения оптимального режима необходимо выбирать большие значения ν. Величины a_1, a_0 от $\tau_н$ зависят мало. На рис. 5-16 штриховыми линиями показаны полученные экспериментально кривые для величин k_C и ν.

Инженерная методика расчета генератора полностью аналогична рассмотренной в начале параграфа с той только разницей, что величины $k_с$, ψ, a_1, a_0 выбираются для соответствующего значения $\tau_н$ из рис. 5-16 и 5-17.

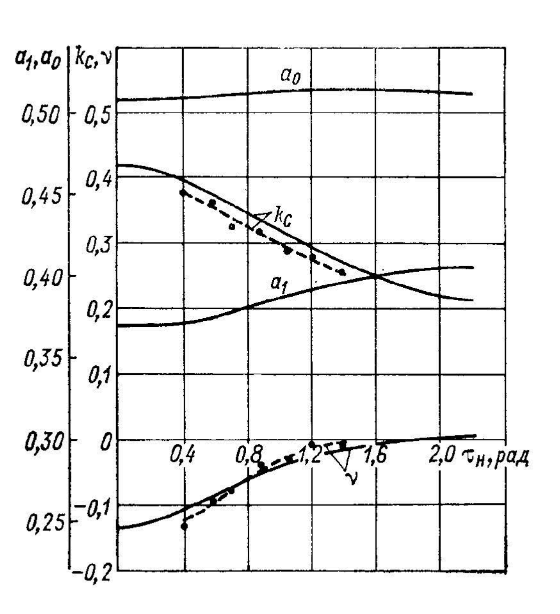


Рис. 5-16. Зависимости для величин a_0, a_1, k_C, ν

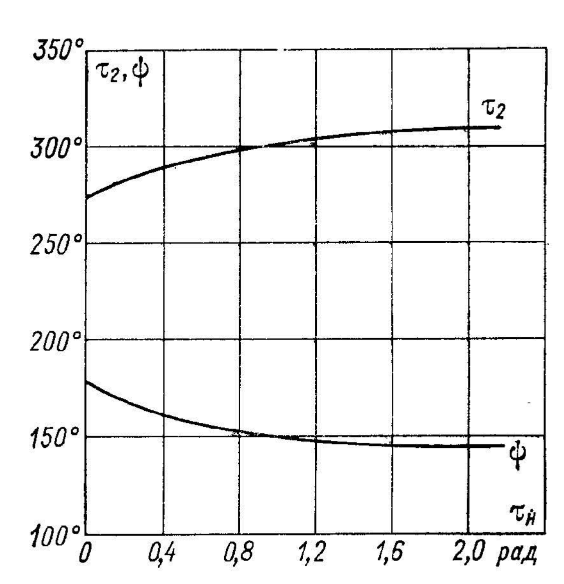


Рис. 5-17. Зависимости для величин τ_2 и ψ

Работа генератора при изменении нагрузки и выходной частоты. Поскольку нагрузкой многоячейковых генераторов является колебательный контур $L_к$, $C_к$, то в качестве ее параметров могут быть приняты эквивалентное сопротивление $R_э$ и фазовый угол φ этого контура. Для определения влияния нагрузки на работу генератора необходимо найти токи и напряжения в схеме как функции величин $R_э$ и φ [28, 33].

Выше были получены выражения (5-53), (5-60), (5-62), (5-64) — (5-66), (5-69) для величин $U_{a\,m}$, $i_а$, $U_{C_р 2}$, k_C, γ, $I_{1а}$, $I_{1р}$, I_{01}, характеризующих режим работы генератора в функции τ_1, ψ, ν. Чтобы получить перечисленные выше величины в функции $R_э$ и φ, сначала надо найти зависимости τ_1 и ψ в функции $R_э$ и φ, а затем, подставив τ_1 и ψ в указанные выражения, определим искомые зависимости.

Для определения функций τ_1 (φ, $R_э$, ν) и ψ (φ, $R_э$, ν) используем выражения (5-66), вводя в них безразмерную амплитуду на-

пряжения на контуре нагрузки

$$U = U_m / U_{C_p 1}. \quad (5\text{-}97)$$

Тогда величины I_{1a} и I_{1p} будут представлять собой функции четырех переменных:

$$I_{1a} = I_{1a}(U, \tau_1, \psi, \nu); \qquad I_{1p} = I_{1p}(U, \tau_1, \psi, \nu). \quad (5\text{-}98)$$

Величина $k_C(\tau_1, \varphi, \nu)$ определяется из выражения (5-64), ξ — из (5-46). Тогда

$$U(\tau_1, \psi, \nu) = k_C(\tau_1, \psi, \nu). \quad (5\text{-}99)$$

Исключив из выражения (5-98) величину U, получим

$$I_{1a} = I_{1a}(\tau_1, \psi, \nu); \qquad I_{1p} = I_{1p}(\tau_1, \psi, \nu). \quad (5\text{-}100)$$

Представляя контур нагрузки в виде параллельного соединения активной G и реактивной B составляющих проводимости, получим общую проводимость контура нагрузки:

$$Y_к = G + jB = \frac{1}{R_э} + j\frac{\operatorname{tg}\varphi}{R_э}, \quad (5\text{-}101)$$

где $G = 1/R_э$; $B = \omega C_к - 1/(\omega L_к) = G\operatorname{tg}\varphi = \operatorname{tg}\varphi / R_э$; $\operatorname{tg}\varphi = I_{1p}/I_{1a}$.

Вводя для удобства дальнейших вычислений безразмерную величину первой гармоники тока через контур нагрузки $I = \pi I_1 \omega_p L_p / U_{C_p 1}$, получим безразмерную проводимость:

$$Y'_к = -I/U = G' + jB' = -(g + jg\operatorname{tg}\varphi), \quad (5\text{-}102)$$

где $g = 1/R_э = \pi\omega_p L_p / R_э$.

Введение безразмерной величины g вместо $R_э$ удобно для построения зависимостей различных величин, характеризующих работу генератора, от параметров нагрузки.

Знак минус в уравнении (5-102) появляется вследствие того, что выражения для величин I и U получаются в результате решения уравнения эквивалентной схемы генератора, где пассивная цепь (контур нагрузки) заменена активной.

Представляя, с одной стороны, модуль проводимости $Y'_к$ через величины g и $\operatorname{tg}\varphi$, а с другой — через безразмерные величины I и U, получим

$$|Y'_к| = \left|\frac{I}{U}\right| = \frac{\pi\omega_p L_p}{U_{C_p 1} U}\sqrt{I_{1a}^2 + I_{1p}^2} = g\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2\varphi}. \quad (5\text{-}103)$$

Сравнивая левую и правую части уравнения (5-103) и учитывая зависимость $\operatorname{tg}\varphi = I_{1p}/I_{1a}$, получим два уравнения для нахождения токов I_{1a} и I_{1p}:

$$\frac{\omega_p L_p}{U_{C_p 1}}\pi\frac{I_{1a}}{U} = -g; \qquad \frac{\omega_p L_p}{U_{C_p 1}}\pi\frac{I_{1p}}{U} = -g\operatorname{tg}\varphi. \quad (5\text{-}104)$$

Отсюда с учетом известной из выражения (5-97) величины U определяем токи:

$$I_{1a}=I_{1a}(R_э,\ \varphi,\ \psi,\ \tau_1,\ \nu);\qquad I_{1p}=I_{1p}(R_э,\ \varphi,\ \psi,\ \tau_1,\ \nu). \quad (5\text{-}105)$$

Сравнивая выражения (5-105) и (5-100), получаем уравнения:

$$\left.\begin{aligned} I_{1a}(\tau_1,\ \psi,\ \nu)&=I_{1a}(R_э,\ \varphi,\ \psi,\ \tau_1,\ \nu);\\ I_{1p}(\tau_1,\ \psi,\ \nu)&=I_{1p}(R_э,\ \varphi,\ \psi,\ \tau_1\ \nu).\end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}106)$$

С их помощью находим

$$\psi=\psi(\tau_1,\ R_э,\ \nu);\qquad \varphi=\varphi(\tau_1,\ R_э,\ \nu), \quad (5\text{-}107);\ (5\text{-}108)$$

причем выражение (5-108) представляет собой в неявном виде зависимость

$$\tau_1=\tau_1(R_э,\ \varphi,\ \nu). \quad (5\text{-}109)$$

Используя выражения (5-107) и (5-109), можно определить зависимости k_C $(\varphi,\ R_э,\ \nu)$; ξ $(\varphi,\ R_э,\ \nu)$ и γ $(\varphi,\ R_э,\ \nu)$.

Чтобы получить удобные для численных расчетов математические выражения, вычислим интегралы (5-66):

$$\left.\begin{aligned} \frac{\pi\omega_p L_p}{U_{C_{p1}}U}I_{1a}&=B(\sin^2\psi-\cos^2\psi)+(A+C)\sin\psi\cos\psi;\\ \frac{\pi\omega_p L_p}{U_{C_{p1}}U}I_{1p}&=A\sin^2\psi-C\cos^2\psi-2B\sin\psi\cos\psi,\end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}110)$$

где

$$A=\frac{(1+\nu)[1+(1+\nu)^2]\sin(1+\nu)\tau_1\sin 2\tau_1-4(1+\nu)^2\sin^2\tau_1\cos(1+\nu)\tau_1}{4\nu^2(\nu+2)^2\sin(1+\nu)\tau_1}-$$

$$-\frac{2\nu(\nu+1)(\nu+2)\sin(1+\nu)\tau_1}{4\nu^2(\nu+2)^2\sin(1+\nu)\tau_1};$$

$$B=-\frac{(1+\nu)^2\sin 2\tau_1\cos(1+\nu)\tau_1-2(1+\nu)^2\sin\tau_1+(1+\nu)[1+(1+\nu)^2]\sin^2\tau_1\sin(1+\nu)\tau_1}{2\nu^2(\nu+2)^2\sin(1+\nu)\tau_1};$$

$$C=\frac{(1+\nu)[1+(1+\nu)^2]\sin(1+\nu)\tau_1\sin 2\tau_1+4(1+\nu)^2\cos^2\tau_1\cos(1+\nu)\tau_1}{4\nu^2(\nu+2)^2\sin(1+\nu)\tau_1}+$$

$$+\frac{2(1+\nu)\nu(\nu+2)\tau_1\sin(1+\nu)\tau_1+4(1+\nu)^2\cos(1+\nu)\tau_1-8(1+\nu)^2\cos\tau_1}{4\nu^2(\nu+2)^2\sin(1+\nu)\tau_1}.$$

Приравняв правые части выражений (5-104) и (5-110), получим

$$\left.\begin{aligned} -g&=B(\sin^2\psi-\cos^2\psi)+(A+C)\sin\psi\cos\psi;\\ g\,\mathrm{tg}\,\varphi&=A\sin^2\psi-C\cos^2\psi-2B\sin\psi\cos\psi.\end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}111)$$

Исключив из уравнений (5-111) ψ, получим уравнение относительно φ:

$$g^2\,\mathrm{tg}^2\,\varphi+(A-C)\,g\,\mathrm{tg}\,\varphi+g^2-B^2-AC=0. \quad (5\text{-}112)$$

Его решением будет

$$\mathrm{tg}\,\varphi=\frac{C-A\pm\sqrt{(A+C)^2+4(B^2-g^2)}}{2g}. \quad (5\text{-}113)$$

Величину $\operatorname{tg}\psi$ найдем из выражения (5-111):

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{B - g}{A + g \operatorname{tg}\varphi} \tag{5-114}$$

или

$$\operatorname{tg}\psi = \frac{g \operatorname{tg}\varphi - C}{B + g}. \tag{5-115}$$

Выражения (5-113), (5-114) или (5-115) позволяют определить зависимости τ_1 ($R_э$, φ, ν); ψ($R_э$, φ, ν). Подставляя полученные

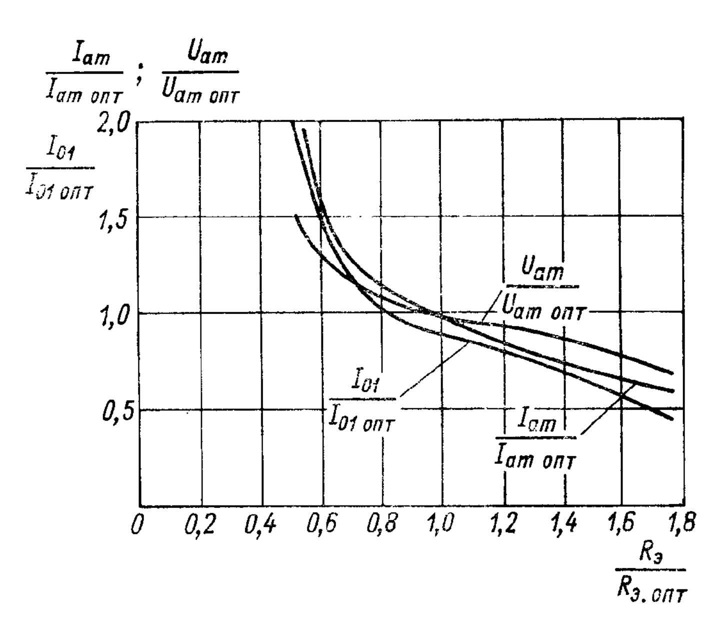


Рис. 5-18. Зависимости для величин $I_{a\,m}/I_{a\,m\,опт}$, $U_{a\,m}/U_{a\,m\,опт}$, $I_{01}/I_{01\,опт}$

значения τ_1 и ψ в уравнения (5-64), (5-62), (5-60), (5-65), (5-53), (5-69), находим зависимости k_C ($R_э$, φ, ν); ξ ($R_э$, φ, ν); $I_{a\,m}$ ($R_э$, φ, ν); γ ($R_э$, φ, ν); $U_{a\,m}$ ($R_э$, φ, ν); I_{01} ($R_э$, φ, ν). Эти зависимости вычислены для оптимального режима. На рис. 5-18 и 5-19 приведены теоретические зависимости изменения токов через тиристоры и напряжений на их анодах по сравнению с оптимальным режимом. Величины $U_{a\,m\,опт}$, $I_{01\,опт}$, $I_{a\,m\,опт}$ соответствуют оптимальному режиму. Полученные зависимости позволяют сделать следующие выводы:

1. При изменении фазового угла φ, т. е. при расстройке контура нагрузки, токи и напряжения генератора изменяются по резонансным кривым, что следует учитывать при расчете. Зависимость ξ (φ) имеет также резонансный характер с максимумом при $\varphi = 0$. Благодаря этому при расстройке генератор работает устойчиво, поскольку напряжение на анодах тиристоров остается отрицательным после их выключения.

2. Поскольку значение ξ увеличивается с ростом $R_э$ и уменьшается с уменьшением $R_э$, то условие устойчивой работы генератора нарушается при возрастании $R_э$.

3. Зависимости напряжений и токов тиристоров от сопротивления $R_э$ показывают, что при увеличении $R_э$ токи и напряжения тиристоров уменьшаются, но при этом возникает условие $\xi > 1$ и мо-

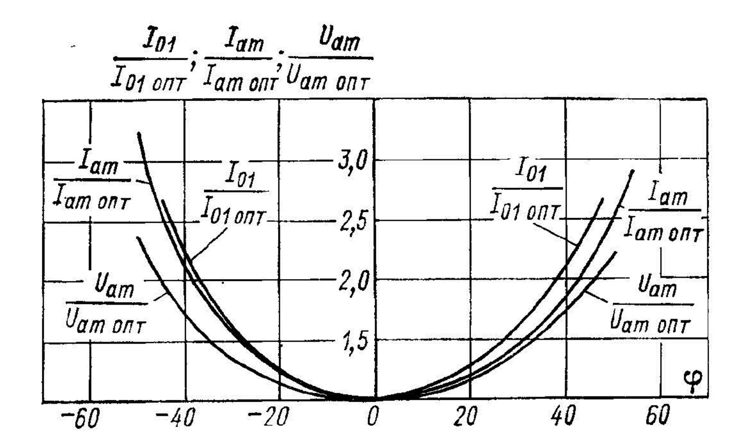


Рис. 5-19. Зависимости для величин $I_{a\,m}/I_{a\,m\,опт}$, $U_{a\,m}/U_{a\,m\,опт}$, $I_{01}/I_{01\,опт}$

жет нарушиться устойчивость работы генератора. При уменьшении $R_э$ токи и напряжения тиристоров возрастают, что необходимо учитывать при расчете генератора.

5-5. Многоячейковый генератор с обратными диодами

В рассмотренных схемах многоячейковых генераторов повышенной частоты, как следует из предыдущего параграфа, не представляется возможным обеспечить стабильный режим работы при значительном изменении нагрузки или генерируемой частоты. Это объясняется в первую очередь значительным изменением анодного напряжения и тока тиристоров. С целью стабилизации режимов работы генераторов при уменьшении сопротивления нагрузки и изменении генерируемой частоты может быть использована схема [1, 30], в которой к коммутирующим дросселям через трансформаторы подключены обратные диоды.

Эта схема изображена на рис. 5-20. Она отличается от обычных схем генераторов тем, что разрядные дроссели выполнены в виде трансформаторов *Тр11—Тр1n* и *Тр21—Тр2n*, последовательно со вторичными обмотками которых включены обратные диоды *Д11—Д1n* и *Д21—Д2n*, соединенные с положительным полюсом источника питания E_0. При номинальном сопротивлении нагрузки диоды заперты напряжением источника питания, а при уменьшении этого сопротивления напряжение на разрядных дросселях возрастает

и диоды отпираются, возвращая избыточную реактивную энергию из разрядных дросселей в источник питания. То же самое происходит при изменении собственной частоты контура нагрузки или генерируемой частоты. Диоды остаются открытыми в течение времени, пока напряжение на разрядных дросселях больше напряжения источника питания. Напряжения на конденсаторах $C_{р1}$—$C_{рn}$ и соответственно на анодах тиристоров оказываются ограниченными заданным уровнем, который определяется коэффициентом трансформации трансформаторов.

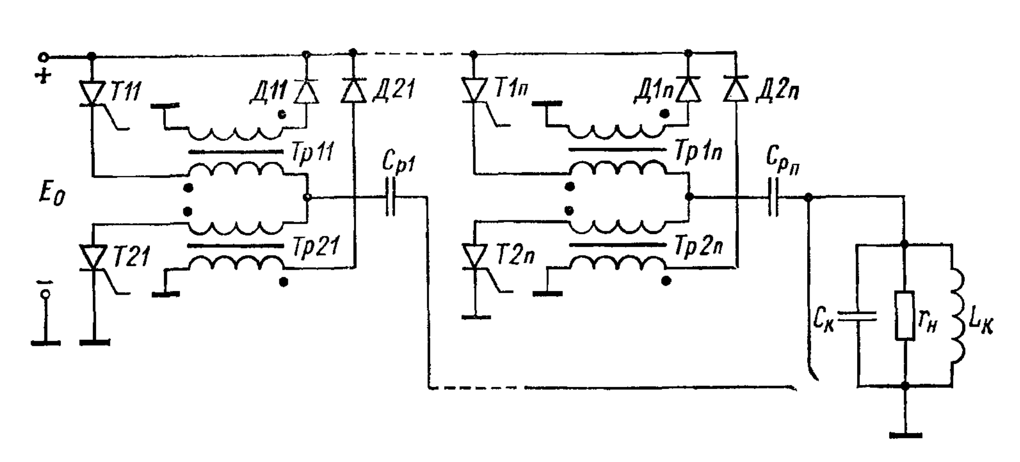


Рис. 5-20. Схема многоячейкового генератора с обратными диодами

Полярность включения обмоток трансформаторов выбрана таким образом, что диоды отпираются во время спада токов тиристоров. При обратном включении трансформаторов диоды отпирались бы во время нарастания тока тиристоров, что вызвало бы резкое повышение крутизны нарастания тока тиристоров и увеличение в них потерь.

Анализ схемы производится при замене контура нагрузки источником ЭДС $e = U_m \sin(\omega t + \psi)$, а полупроводниковых тиристоров и диодов — идеальными ключами *Кл1* и *Кл2*. Моменты замыкания ключей определяются для тиристоров моментами прихода импульсов управления, для диодов — появлением на них отпирающего напряжения. За моменты размыкания ключей принимаются моменты перехода прямого тока тиристоров и диодов через нуль. Соответственно эквивалентная схема генератора может быть представлена в виде, изображенном на рис. 5-21. Трансформаторы в цепях разрядных индуктивностей заменены Т-образной схемой замещения, учитывающей полярность включения обмоток, причем индуктивности их вторичных обмоток считаются равными $L_2 = n^2 L_р$, где n — коэффициент трансформации. Время, частота, напряжение, ток, сопротивление, индуктивность и емкость при анализе нормируются следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} &\tau = \omega t; \quad \overline{\omega} = \omega_0/\omega; \quad \overline{U} = aU/E_0; \quad \overline{i} = i\rho/E_0; \\ &\overline{r} = ar/\rho; \quad \overline{L} = L/L_р; \quad \overline{C} = a^2 C/C_р, \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}116)$$

где $\rho = \sqrt{L_р/C}$ — волновое сопротивление разрядного контура; $a = \omega_0/\omega$ — отношение собственной частоты контура $L_к$, $C_к$ к генерируемой.

На первом этапе, который начинается с момента открывания одного

из тиристоров схемы (замыкания ключа *Кл1*), ток протекает только в первом контуре эквивалентной схемы (рис. 5-21). Для этого контура может быть составлено дифференциальное уравнение

$$\bar{i}'_а + a^2 \int\limits_0^\tau \bar{i}_а d\tau = \bar{U}_{C_р 1} + \bar{U}_m \sin(\tau + \psi), \tag{5-117}$$

$\bar{U}_{C_р 1}$ — нормированное значение начального напряжения на емкости $C_р$.

Данное уравнение справедливо либо до момента запирания тиристора, если диод не включается, либо до момента включения соответствующего диода. Первый случай уже рассмотрен, и мы интересуемся только вторым. Отпирающее напряжение на диоде (на ключе *Кл2*) индуктируется на вторичной обмотке трансформатора при протекании тока тиристора через первичную обмотку. Зная значение взаимной индукции обмоток $\bar{M} = -kn$ (где

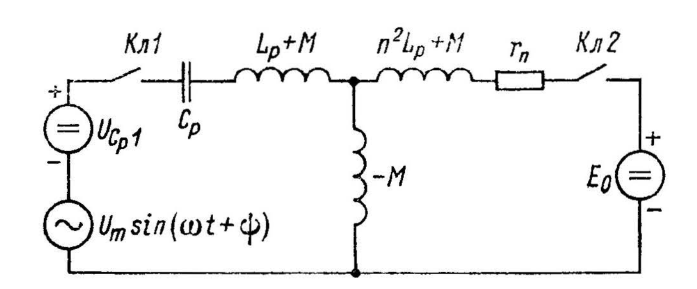


Рис. 5-21. Эквивалентная схема многоячейкового генератора с обратными диодами

k — коэффициент их связи) и тот факт, что диод отпирается, когда напряжение на нем равно $\bar{E}_0 = a$, нетрудно написать условие для определения момента окончания первого этапа и начала второго (замыкания ключа *Кл2*):

$$\bar{i}'_а(\tau_1) = -\frac{a}{kn}. \tag{5-118}$$

После замыкания ключа *Кл2* схема превращается в двухконтурную. Для нее справедлива система дифференциальных уравнений:

$$\left.\begin{aligned} &\bar{i}'_а + a^2 \int\limits_{\tau_1}^{\tau_2} \bar{i}_а d\tau + kn\bar{i}'_д = \bar{U}_{C_р 2} + \bar{U}_m \sin(\tau + \psi); \\ &\bar{i}'_д + \frac{b}{n^2}\bar{i}_д + \frac{k}{n}\bar{i}'_а = -\frac{a}{n^2}, \end{aligned}\right\} \tag{5-119}$$

где $\bar{U}_{C_р 2} = \bar{i}'_а(\tau_1) - \bar{U}_m \sin(\tau_1 + \psi) = -a/(kn) - \bar{U}_m \sin(\tau_1 + \psi)$ — напряжение на емкости $C_р$ в момент τ_1, найденное из уравнения (5-117) с учетом (5-118); $b = ar_н/\rho$ — нормированное значение потерь в цепи обратных диодов; $r_п$ — сопротивление потерь.

Система дифференциальных уравнений (5-119) пригодна для описания процессов в схеме генератора до момента τ_2, определяемого запиранием тиристора или диода (размыканием ключей *Кл1* или *Кл2*). Поскольку, вообще говоря, эти события равновероятны, то в дальнейшем, на третьем этапе, можно рассмотреть два возможных варианта развития процессов в схеме.

В первом случае, если ток через тиристор прекращается раньше, чем ток через диод, то для тока диода остается справедливым второе уравнение

системы (5-119) при токе $\bar{i}_а = 0$, а конечное напряжение на емкости $C_р$ определяется из первого уравнения системы (5-119) для момента τ_2:

$$\bar{U}_{C_р3} = \bar{i}'_а(\tau_2) + kn\bar{i}'_д(\tau_2) + \bar{U}_m \sin(\tau_2 + \psi). \tag{5-120}$$

Во втором случае, когда диод запирается раньше тиристора, ток тиристора описывается уравнением, аналогичным (5-117) с заменой начального напряжения $\bar{U}_{C_р1}$ на $\bar{U}_{C_р3}$, определяемое из выражения (5-120). Окончание протекания тока через тиристор (момент τ_3) определяется моментом перехода его через нуль. После этого оба ключа эквивалентной схемы разомкнуты и токи в ней равны нулю до момента отпирания очередного тиристора схемы. Конечное напряжение на емкости $C_р$ для второго случая определяется из выражения (5-117):

$$\bar{U}_{C_р4} = \bar{i}'_а(\tau_3) + \bar{U}_m \sin(\tau_3 + \psi). \tag{5-121}$$

Решение уравнений (5-117) — (5-121) получаем методом итераций. Для этого в эти уравнения подставляем произвольные значения $\bar{U}_{C_р1}$, $\bar{U}_m$, ψ (в дальнейшем будем обозначать их $\bar{U}'_{C_р1}$, $\bar{U}'_m$, ψ'). После решения уравнений для нахождения новых значений $\bar{U}''_{C_р1}$, $\bar{U}''_m$, ψ' используем дополнительные выражения, в которые входят параметры нагрузки — активная G и реактивная B составляющие ее проводимости:

$$\left.\begin{aligned} &\bar{U}_{C_р1} = \bar{E}_0 + \left|\bar{U}_{C_рk}\right| = a + \left|\bar{U}_{C_рk}\right|; \\ &\bar{G} = -\bar{I}_{1а}/\bar{U}_m; \quad \operatorname{tg}\varphi = \bar{I}_{1р}/\bar{I}_{1а}, \end{aligned}\right\} \tag{5-122}$$

где $\bar{U}_{C_рk}$ — относительное напряжение на емкости $C_р$, определяемое из выражений (5-120) и (5-121); $\bar{G} = G\rho/a$ — нормированная активная составляющая проводимости нагрузки; $\operatorname{tg}\varphi = B/G$ — фазовый угол настройки контура нагрузки; $\bar{I}_{1а} = \frac{1}{\pi}\int_0^T \bar{i}_а(\tau)\sin(\tau + \psi)\,d\tau$ — активная составляющая первой гармоники тока тиристоров; $\bar{I}_{1р} = \frac{1}{\pi}\int_0^T \bar{i}_а(\tau)\cos(\tau + \psi)\,d\tau$ — реактивная составляющая первой гармоники тока тиристоров.

По известным величинам $\bar{U}'_{C_р1}$, $\bar{U}'_m$, ψ' и $\bar{U}''_{C_р1}$, $\bar{U}''_m$, ψ'' определяем итерационные поправки. Затем в уравнения (5-117) — (5-121) подставляем новые значения: $\bar{U}'''_{C_р1} = \bar{U}'_{C_р1} + \Delta\bar{U}_{C_р1}$; $\bar{U}'''_m = \bar{U}'_m + \Delta\bar{U}_m$; $\psi''' = \psi' + \Delta\psi$.

Процесс решения продолжаем до совпадения двух последних решений с заданной степенью точности (принимаем $\varepsilon = 10^{-3}$).

Решение получаем для различных значений G и $B = G\operatorname{tg}\varphi$. После нахождения величин $\bar{U}_{C_р1}$, $\bar{U}_m$ и ψ, удовлетворяющих задаваемым значениям G и B, определяем постоянные составляющие $I_{а0}$, $I_{д0}$, максимальные значения $I_{аm}$, $I_{дm}$, длительности токов тиристоров и диодов, безразмерное максимальное напряжение на

Рис. 5-22. Зависимости величин ξ, k_C, $\overline{U}_m$, $\overline{U}_{a\,m}$ от $R_н/R_{н.\,опт}$

Рис. 5-23. Зависимости величин $\overline{I}_0$, $\overline{I}_{a0}$, $\overline{I}_{д0}$, $\overline{I}_{a\,m}$, $\overline{I}_{дm}$ от $R_н/R_{н.\,опт}$

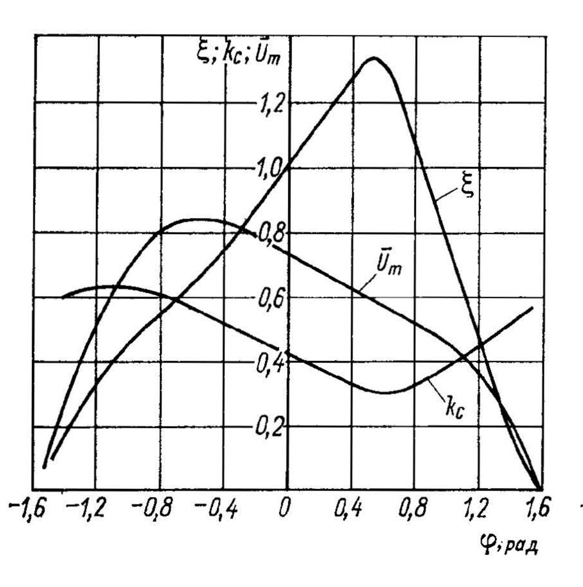


Рис. 5-24. Зависимости величин ξ, k_C, $\overline{U}_m$ от φ

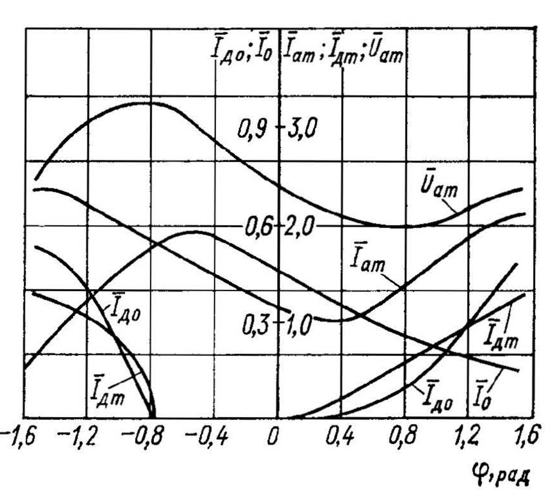


Рис. 5-25. Зависимости величин $\overline{U}_{a\,m}$, $\overline{I}_{am}$, $\overline{I}_0$, $\overline{I}_{д0}$, $\overline{I}_{д\,m}$ от φ

анодах тиристоров $U_{a\,m}/E_0$ и коэффициенты $\xi = U_m/|U_{C_{pk}}|$, $k_C = |U_{C_{pk}}/U_{C_{p1}}|$, характеризующие режим работы генератора.

В качестве оптимального принимаем режим работы, при котором обратные диоды находятся на грани отпирания. Этот режим обеспечивается при параметрах $G = 2{,}73$; $\varphi = 0$; $\omega_p = 0{,}865\ \omega$ и коэффициенте трансформации $n = 1{,}37$. В результате расчетов определены зависимости токов и напряжений генератора от сопротивления нагрузки при различных активных составляющих проводимости нагрузки (нагрузочные характеристики на рис. 5-22 и 5-23) и от угла настройки контура нагрузки φ (настроечные характеристики на рис. 5-24 и 5-25). Значения напряжений на рисунках даны относительно напряжения источника питания E_0, а токи нормированы согласно выражению (5-116) так, что для нахождения их реальных значений следует величины, снятые с рисунков, умножить на отношение E_0/ρ.

Как видно из рис. 5-22 — 5-25, обратные диоды в цепях разрядных индуктивностей позволяют обеспечить достаточно высокую стабильность работы генератора при изменении режима от оптимального до практически короткого замыкания. Максимальные напряжения на тиристорах при этом не превышают напряжений при оптимальном режиме, а токи тиристоров возрастают не более чем в два раза (при $G = 0$). Настроечные характеристики также показывают высокие стабилизирующие свойства обратных диодов при изменении частоты настройки контура нагрузки.

Приведенные выше характеристики получены при значениях коэффициента связи трансформаторов $k = 0{,}98$ и потерях в цепи обратных диодов $b = 0{,}1$. Исследование влияния этих величин на режим работы генератора показало, что стабилизирующие свойства обратных диодов сохраняются при их изменении в следующих пределах: $0 \leqslant b \leqslant 0{,}12$; $1 \geqslant k \geqslant 0{,}85$.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТИРИСТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ И ИХ ЭЛЕМЕНТОВ

6-1. Приближенный метод анализа переходных процессов

В ряде практических случаев нагрузка тиристорного генератора представляется достаточно сложной эквивалентной схемой, состоящей из нескольких колебательных контуров (например, нагрузка в виде пьезокерамического преобразователя). При анализе электрических процессов для этих случаев в установившихся режимах можно воспользоваться результатами, полученными для

более простых нагрузок и, в частности, чисто активной. Для этого достаточно учесть влияние реактивной и активной составляющих нагрузки на коммутирующий контур генератора. При анализе переходных процессов такие упрощения невозможны.

Применение для такого анализа традиционных методов (мгновенных значений, разностных уравнений, разрывных функций и др.) либо приводит к значительным математическим трудностям и слишком сложным окончательным выражениям, либо требует использования ЭВМ для численного решения дифференциальных уравнений весьма высокого порядка. Поэтому несомненный интерес представляет использование приближенных методов анализа, обеспечивающих в то же время необходимую точность и достаточно простые конечные выражения. Эти методы в отличие от численных позволяют найти искомую величину в любой момент времени, не проходя временного интервала по шагам. Погрешности определяются только приближениями, принимаемыми при выборе метода, и не зависят от размера шага интегрирования, как в численных методах.

Весьма перспективным является приближенный метод [20], предложенный для анализа переходных процессов в сложных линейных диссипативных RC- и RLC-цепях, напряжения и токи в которых при $t \to \infty$ стремятся к постоянным значениям. Упрощение анализа достигается благодаря понижению порядка дифференциального уравнения, описывающего анализируемый процесс, и введению в полученное решение надлежащего запаздывания по времени. Несмотря на то что в большинстве рассмотренных выше схем тиристорных инверторов и генераторов токи и напряжения носят колебательный характер и токи тиристоров в момент их выключения близки к нулю (токи удержания), использование указанного выше метода оказывается весьма эффективным. Этому способствуют следующие обстоятельства.

Во-первых, мы используем приближенное выражение для тока во временном интервале длительностью около полупериода колебаний напряжения на нагрузке, т. е. используем область малых времен и сравнительно короткие промежутки времени.

Во-вторых, поскольку выключение тиристора происходит при токе $i_а$, меньшем тока удержания $I_{уд}$, но не при строго определенном его значении, то допустима погрешность определения момента перехода тока через нуль.

В данном параграфе рассмотрено в качестве примера применение этого метода к последовательно-параллельному инвертору, описанному в § 3-3 (см. рис. 3-6).

Полученное в § 3-3 выражение (3-55) для преобразованного по Лапласу тока $i_а(t)$ через один из тиристоров можно, вводя безразмерное время $\tau = \omega t$, представить в виде, удобном для дальнейших преобразований:

$$I(s) = \frac{\omega C_1 E_0' \left(q_1 s + q_2 s^2\right)\left(1 + U_1\right)}{s\left(1 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3\right)}, \qquad (6\text{-}1)$$

где $q_1 = 1$; $q_2 = \frac{1 + U_1 + U_2}{U_1 + U_2}\,\frac{\Delta}{\gamma Q \varepsilon}$; $a_1 = \frac{(\varepsilon + 1)\Delta}{\gamma Q \varepsilon}$; $a_2 = \frac{\Delta^2}{\gamma^2}$; $a_3 = \frac{\Delta^3}{Q \varepsilon \gamma^3}$; причем $\varepsilon = \frac{C_1}{C_2}$; $\Delta = \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$; $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC_1} - \frac{r_н^2}{4L^2}}$; $Q = \frac{\sqrt{L/C_1}}{r_н}$; $\gamma = \frac{\omega_0}{\omega}$; $LC_1 = \frac{\Delta^2}{\omega_0^2}$; U_1, U_2 — начальные напряжения на емкостях C_1 и C_2.

В знаменателе выражения (6-1) стоит полином третьего порядка. Приближение первого порядка в этом случае не реализуется, так как запаздывающая функция, аппроксимирующая реальный процесс, является ступенчатой, и поскольку форма тока в нашем случае близка к синусоидальной, погрешность очень велика. Можно показать, что приближение второго порядка [20] реализуется в весьма узкой области значений параметров, определяющих режим работы схемы (например, при $\gamma = 1$ и $\varepsilon = 1$ только для области $1{,}5 < Q < 2$). Поэтому будем искать аппроксимирующую функцию $h_{d\,m}$ (m — порядок приближения) по способу производной. В этом случае получается наилучшее приближение для искомых функций, имеющих колебательный характер.

В общем виде применительно к рассматриваемому инвертору избранный метод реализуется следующим образом.

Если изображение искомой функции имеет вид

$$H(p) = \frac{g_0 + g_1 p + \ldots + g_r p^r}{p(1 + a_1 p + \ldots + a_n p^n)}, \quad r < n, \tag{6-2}$$

то при $g_0 = 0$ или независимо от величины g_0 при невыполнении неравенств

$$a_1 - g_1 > 0; \qquad a_2 - g_2 - g_1 a_1 > 0; \qquad a_3 - g_3 - g_2 a_1 - g_1 a_2 > 0 \ldots$$

изображение аппроксимирующей функции можно искать в виде

$$H_{dm}(p) = \frac{g_0 + g_1 p + \ldots + g_r p^r}{p(1 + b_1 p + \ldots + b_m p^m)} e^{-pt_{зm}}, \tag{6-3}$$

где $t_{з\,m}$ — время запаздывания аппроксимирующей функции.

Далее находим вспомогательную запаздывающую функцию $h_{з\,m}(t)$, изображение которой

$$H_{зm}(p) = \frac{1}{p(1 + b_1 p + \ldots + b_m p^m)} e^{-pt_{зm}} \tag{6-4}$$

представляет собой приближение $h_{зm} \sim h$ функции с изображением

$$H(p) = \frac{1}{p(1 + a_1 p + \ldots + a_n p^n)}. \tag{6-5}$$

Искомая аппроксимирующая функция имеет вид

$$h_{dm}(t) = g_0 h_{зm} + g_1 \frac{dh_{зm}}{dt} + \cdots + g_r \frac{d^r h_{зm}}{dt^r}. \tag{6-6}$$

В рассматриваемом случае

$$h_{dm}(t) = g_0 h_{зm} + g_1 \frac{dh_{зm}}{dt} + g_2 \frac{d^2 h_{зm}}{dt}, \tag{6-7}$$

где

$$H_{зm}(s) = \frac{e^{-s\tau_{зm}}}{s(1 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3)}. \tag{6-8}$$

Условием реализации приближения первого порядка является

$$\lambda_1 = \frac{a_2}{a_1^2} = Q^2 \frac{\varepsilon^2}{(\varepsilon+1)^2} < 0{,}5. \tag{6-9}$$

Отсюда следует, что аппроксимирующая функция $h_{з\,1}$ реализуется при $Q < 0{,}7$ для больших ε и при $Q < \sqrt{2}$ для $\varepsilon = 1$.

Условием реализации приближения второго порядка $h_{з\,2}$ является

$$\lambda_2 = \frac{a_3}{a_1^3} = \frac{Q^2}{\varepsilon}\left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon+1}\right)^3 < \lambda_{2кр}. \tag{6-10}$$

Поскольку в § 3-3 рекомендовались режимы при $Q > 1$ (обычно $Q = 1 \div 3$), то можно полагать в соответствии с (6-9) $\lambda_1 > 0{,}5$, и тогда

$$\lambda_{2кр} = \lambda_1 - \frac{1}{3} = \frac{Q^2\varepsilon^2}{(\varepsilon+1)^2} - \frac{1}{3}.$$

Условие (6-10) в этом случае имеет вид

$$\frac{Q^2\varepsilon^3}{(\varepsilon+1)^3} > \frac{1}{3}. \tag{6-11}$$

Далее определяем время запаздывания, решая уравнение

$$\frac{t_{зm}^{m+1}}{(m+1)!} - \frac{a_1 t_з^m}{m!} + \ldots + (-1)^{m+1} a_{m+1} = 0. \tag{6-12}$$

Можно показать, что только один, наименьший вещественный (всегда положительный), корень этого уравнения выражает время $t_{зm}$.

Для рассматриваемого случая приближения второго порядка справедливо уравнение

$$t_{з2}^3 - 3a_1 t_{з2}^2 + 6a_2 t_{з2} - 6a_3 = 0. \tag{6-13}$$

Можно также показать, что имеют место соотношения: $0 < t_{зm} < t_{з(m-1)} < \ldots < t_{з1} < t_{з0} = a_1$, т. е. $t_{з2} < a_1$. Это же можно выразить формулой

$$t_{з2} = (1-\nu)\,a_1, \tag{6-14}$$

где $0 < \nu < 1$.

Подставляя выражение (6-14) в (6-13), получим уравнение Кардана относительно ν:

$$\nu^3 + 3r\nu + 2f = 0,$$

где $r = 2\lambda_1 - 1$; $f = 1 - 3\,\lambda_1 + 3\,\lambda_2$.

Если дискриминант $D = f^2 + r^3$ больше нуля, что наверняка выполняется при $\lambda_1 \geqslant 0{,}5$, то единственный вещественный корень уравнения, определяющий запаздывание, есть

$$\nu = \sqrt[3]{-f + \sqrt{f^2 + r^3}} + \sqrt[3]{-f - \sqrt{f^2 + r^3}}. \tag{6-15}$$

Из выражения (6-14) следует

$$\tau_{з2} = a_1 (1 - \nu),$$

где ν определяется уравнением (6-15).

Если выполнить условия $r > 0$ и $40\ f^2 < 27\ r^3$, то, используя формулу Ньютона, получим

$$\nu = -\frac{2f}{3r}\left(1 - \frac{4f^2}{27r^3 + 12f^2}\right). \quad (6\text{-}16)$$

Вычисления показывают, что указанные выше условия выполняются.

Коэффициенты в выражении (6-8) для $H_{зm}$ определяются с помощью формул:

$$\left.\begin{aligned} b_1 &= a_1 - t_{зm};\\ b_2 &= a_2 - \frac{a_1 t_{зm}}{1!} + \frac{t_{зm}^2}{2!};\\ &\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\ b_m &= a_m - \frac{a_{m-1} t_{зm}}{1!} + \frac{a_{m-2} t_{зm}^2}{2!} - \ldots + (-1)^m \frac{t_{зm}^m}{m!}. \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}17)$$

В рассматриваемом случае достаточно использовать два первых коэффициента.

Взяв обратное преобразование от функции $H_{з2}$, получим

$$h_{з2}(\tau) = \left[1 - e^{-\alpha\tau'}\left(\cos\omega'\tau' + \frac{\alpha}{\omega'}\sin\omega'\tau'\right)\right]\cdot 1(\tau'), \quad (6\text{-}18)$$

где $\tau' = \tau - \tau_{з2}$; $\quad \alpha + j\omega' = \frac{b_1}{2b_2}\left(1 + j\sqrt{\frac{4b_2}{b_1^2} - 1}\right)$.

Подставив выражение (6-18) в (6-7), окончательно получим

$$h_{d2}(t) = g_1\frac{dh_{з2}}{d\tau} + g_2\frac{d^2h_{з2}}{d\tau^2} = \left\{\frac{\alpha^2 + \omega'^2}{\omega'}e^{-\alpha\tau'}\sin\omega'\tau' + g_2\left[(\alpha^2 + \omega'^2)\times\right.\right.$$

$$\left.\left.\times\ e^{-\alpha\tau'}\left(\cos\omega'\tau' - \frac{\alpha}{\omega'}\sin\omega'\tau'\right)\right]\right\}\cdot 1(\tau'). \quad (6\text{-}19)$$

Тогда для тока через тиристор получаем

$$i_а(\tau) = \omega C_1 E_0' (1 + U_1) h_{d2} = I_m (1 + U_1) h_{d2}. \quad (6\text{-}20)$$

Напряжения на емкостях C_1 и C_2 соответственно определяются выражениями:

$$u_{C_1}(\tau) = \frac{1}{\omega C_1}\int_0^\tau i_а(\tau)\,d\tau = g_1 h_{з2}(\tau) + g_2\frac{dh_{з2}(\tau)}{d\tau} - u_{C_1}(0); \quad (6\text{-}21)$$

$$u_{C_2}(\tau) = 1 - \omega L\frac{di_а}{d\tau} - u_{C_1}(\tau) = \frac{\Delta}{\gamma\Theta}h_{d2}(\tau). \quad (6\text{-}22)$$

Таблица 6-1

Вычисляемая величина	T	ε = 1				ε = 20			
		Q							
		3		15		3		15	
		Методы анализа							
		точный	приближенный	точный	приближенный	точный	приближенный	точный	приближенный
$\tau_и$	1	—	—	2,612	2,547	2,611	2,598	—	—
	2			2,612	2,548	2,611	2,596		
	3			2,612	2,548	2,611	2,596		
	4			2,612	2,548	2,611	2,596		
	5			2,612	2,548	2,611	2,596		
U_1	1	1,60	1,61	1,90	1,90	1,587	1,590	—	—
	2	2,56	2,60	3,61	3,62	2,518	2,520		
	3	3,14	3,21	5,15	5,16	3,065	3,060		
	4	3,49	3,59	6,54	6,59	3,380	3,380		
	5	3,71	3,82	7,79	7,82	3,575	3,570		
I_{am}	1	0,83	1,23	0,915	1,10	0,78	0,95	—	—
	2	2,16	3,23	2,65	3,22	2,02	2,46		
	3	2,96	4,45	4,22	5,14	2,75	3,35		
	4	3,44	5,20	5,63	6,82	3,17	3,87		
	5	3,74	5,66	6,90	8,40	3,43	4,18		

Начальные значения напряжений u_{C_1} и u_{C_2} в k-м интервале проводимости тиристора, входящие в выражение для коэффициента g_2 и в выражение (6-2), определяются с помощью зависимостей (6-21) и (6-22):

$$U_{1k} = \left(1 + U_{1(k-1)}\right) u_{C_1}\left(\tau_и\right) - U_{1(k-1)}; \qquad U_{2k} = u_{C_2}\left(\tau_и\right) e^{-\frac{\pi - \tau_и}{Q\varepsilon\gamma}\Delta},$$

где $\tau_и$ — момент прекращения тока через тиристор в $(k-1)$-м интервале проводимости, определяемый как наименьший отличный от нуля корень трансцендентного уравнения $h_{d\,2}(\tau_и) = 0$.

Результаты анализа переходных процессов, полученные точным и описанным выше приближенным методами, приведены в табл. 6-1. Как видно из таблицы, длительности протекания токов через тиристоры весьма близки, а значения напряжений на емкости C_1 в моменты окончания интервалов проводимости для больших значений Q и ε совпадают с большой точностью. Бóльшие расхождения (до 15 %) получаются при вычислении максимальных значений тока тиристоров. В целом полученные результаты для практического применения следует признать весьма удовлетворительными, причем эффективность изложенного приближенного метода возрастает по мере роста порядка дифференциальных уравнений, описывающих работу схемы, т. е. ее сложности.

6-2. Управление колебаниями в нагрузке

Способы управления колебаниями. В ряде случаев практического применения тиристорных генераторов требуется управление амплитудой, частотой или фазой выходного напряжения. При этом встречаются задачи неоперативного управления, когда оно осуществляется в течение сравнительно длительных промежутков времени — порядка нескольких секунд, и оперативного (быстродействующего), когда скорость управления соответствует частотам от единиц герц до единиц килогерц. Оперативное управление обычно называется модуляцией. Первая задача возникает при изменении генерируемой частоты, неоперативном регулировании мощности или выходного напряжения и т. п. Вторая — при получении от генераторных устройств амплитудно-, частотно- или фазомодулированных либо манипулированных сигналов, при быстродействующем регулировании мощности или напряжения на нагрузке, автоматическом поддержании постоянной выходной мощности, формировании сигналов сложной формы и т. д. Ниже в основном рассмотрены способы решения второй задачи, так как способы решения первой достаточно известны.

Модуляция частоты или фазы колебаний осуществляется за счет соответствующего изменения частоты или временнóго положения управляющих импульсов тиристоров. При этом необходимо учитывать изменение режимов работы инверторов или генераторов, методика определения которого описана в предыдущих главах. Если изменение частоты или фазы достаточно велико, желательно использовать схемы с обратными диодами, работающие при этом более стабильно.

Поскольку тиристор по принципу действия является ключевым прибором, то модуляция выходного напряжения генераторных устройств на тиристорах посредством изменения амплитуды управляющего сигнала, как известно, невозможна.

Методы модуляции выходного напряжения можно разделить на три группы: а) анодная модуляция; б) модуляция посредством изменения параметров генератора; в) модуляция дефазированием.

Анодная модуляция осуществляется с помощью управляемых выпрямителей или время-импульсных модуляторов (ВИМ), иногда называемых усилителями класса Д. Существует два типа ВИМ. В первом из них формируется последовательность импульсов переменной частоты с постоянной длительностью, поступающая далее на фильтр нижних частот, к выходу которого подключена нагрузка. В этом случае напряжение на нагрузке изменяется пропорционально частоте следования импульсов. У второго типа ВИМ частота следования импульсов остается постоянной, а меняется их длительность.

Модулятор напряжения с переменной частотой. Одна из наиболее распространенных на практике схем ВИМ первого типа приведена на рис. 6-1 [48]. Она состоит из тиристора *Т* и диода *Д*,

проводящих поочередно ток нагрузки; конденсатора C и дросселя насыщения L с прямоугольной петлей гистерезиса, играющего роль ключа; диода $Д1$ и фильтра ($L_ф C_ф$ или более сложного). Сопротивление нагрузки $R_н$ — эквивалент входного сопротивления силовой цепи модулируемого генератора. Принцип действия схемы поясняется диаграммами токов и напряжений, приведенными на рис. 6-2.

Предположим первоначально, что в момент $t_0 = 0$ конденсатор C заряжен до напряжения E_0 с полярностью, показанной на рис. 6-1. Магнитный поток Φ_0 в сердечнике дросселя L чуть меньше положительного потока насыщения $+\Phi_s$. В этот момент на управляющий электрод тиристора T поступает управляющий импульс и тиристор открывается. Ток тиристора течет через фильтр и нагрузку $R_н$. Магнитный поток постепенно уменьшается за счет

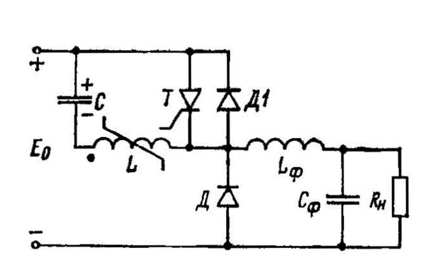


Рис. 6-1. Схема модулятора напряжения с переменной частотой и насыщающимся дросселем

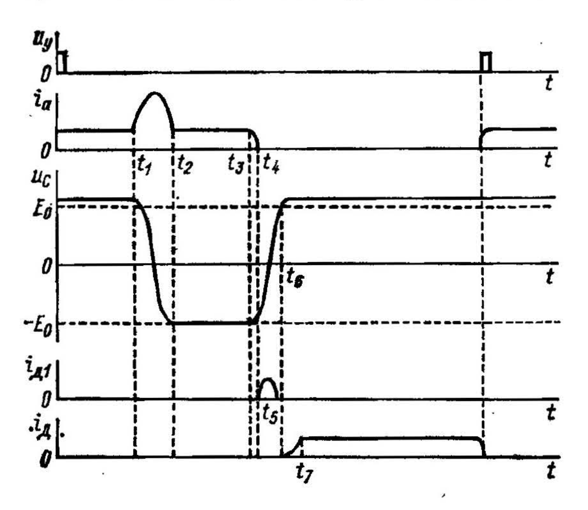


Рис. 6-2. Диаграммы токов и напряжений для модулятора с переменной частотой и насыщающимся дросселем

протекания малого тока в цепи C, T, L, определяемого большой индуктивностью ненасыщенного дросселя L. В момент t_1 магнитный поток изменяет свой знак и достигает значения $-\Phi_s$. Напряжение на конденсаторе C в интервале времени t_1 (от t_0 до t_1) остается практически постоянным. Диод $Д$ не проводит ток на этом участке, так как к нему приложено обратное напряжение E_0. Как только магнитный поток становится равным $-\Phi_s$, индуктивность дросселя L резко уменьшается до значения $L_{нас}$ и происходит перезаряд конденсатора C через тиристор T. Время перезаряда равно половине периода собственной частоты контура $L_{нас}$, C, т. е. величине $\pi\sqrt{L_{нас}C}$. По завершении интервала между моментами t_1 и t_2, т. е. в момент t_2 окончания перезаряда конденсатора C, напряжение на нем близко к E_0, а знак его противоположен знаку, показанному на рис. 6-1.

С момента t_2 до момента t_3 (интервал t_3') происходит перезаряд конденсатора C через тиристор T по цепи C, T, L, при этом магнитный поток в сердечнике дросселя L стремится к значению $+\Phi_s$. В момент t_3, когда достигается значение $+\Phi_s$, индуктивность дросселя L снова резко уменьшается и конденсатор C перезаряжается в течение времени $\pi\sqrt{L_{нас}C}$ по цепи C, T, $L_{нас}$. Ток перезаряда в этом случае противоположен по направлению току тиристора, и когда они сравниваются (момент t_4 по завершении интервала $t_4' = t_4 - t_3$), ток через тиристор прекращается, а оставшаяся энергия перезаряда замыкается через диод $Д1$. В течение интервала t_5' (от момента t_4 до t_5) обратное напряжение открытого диода $Д1$ приложено к тиристору T, и в момент t_5 он выключается. В момент t_5 ток перезаряда конденсатора C стано-

вится равным току нагрузки, и ток через диод $Д1$ соответственно прекращается. Диод $Д1$ выключается, и конденсатор продолжает перезаряжаться от источника питания постоянным током, равным току нагрузки. В момент t_6, по завершении интервала $t_6' = t_6 - t_5$, напряжение на конденсаторе u_C будет равно E_0. Обратное напряжение на диоде $Д$ падает до нуля, и он отпирается. Колебательный заряд C продолжается до тех пор, пока ток заряда не снизится до нуля, а ток диода $Д$ не возрастет до тока нагрузки. По завершении интервала $t_7' = t_7 - t_6$ напряжение на конденсаторе C в момент t_7 несколько больше E_0 и полярность его соответствует указанной на рис. 6-1. С момента t_7 ток нагрузки полностью протекает через диод $Д$. В течение времени $t_3 - t_7$ дроссель L находится в состоянии насыщения. С момента t_7 состояние схемы остается неизменным до подачи на тиристор T следующего управляющего импульса.

Напряжение, равное напряжению источника питания E_0, будет приложено ко входу фильтра в течение времени от момента t_0 до t_4, пока открыт тиристор T. Соответственно напряжение на нагрузке (без учета потерь в фильтре $L_ф$ $C_ф$) определяется формулой

$$U_н = E_0 t_{отк}/(t_{отк} + t_{зак}), \quad (6\text{-}23)$$

где $t_{отк}$ — время, когда тиристор T открыт; $t_{зак}$ — время, когда тиристор T закрыт.

Для определения величины $U_н$, таким образом, необходимо знать время $t_{отк}$ и $t_{зак}$, складывающееся из интервалов $t'_\Sigma = \sum\limits_{n=1}^{n=7} t'_n$. Определим эти интервалы и другие необходимые величины.

В интервале t_1' к дросселю L приложено напряжение U_{C1} конденсатора C, равное напряжению на нем в момент t_7. Напряжение U_{C7} в момент t_7 равно сумме напряжения источника питания E_0 и напряжения, до которого конденсатор дозаряжается в интервале t_7' током источника питания, который в первоначальный момент t_6 равен току нагрузки $I_н$.

Напряжение на конденсаторе C в интервале t_7' определяется формулой

$$u_C(t) = I_н \sqrt{\frac{L_{нас}}{C}}\, e^{-\frac{\pi}{2Q}} \sin \omega t, \quad (6\text{-}24)$$

где Q — собственная добротность контура $L_{нас}$, C.

Амплитуда первого пика напряжения на конденсаторе соответствует моменту t_7, когда ток диода $Д$ достигает значения $I_н$, и равна $I_н \sqrt{\frac{L_{нас}}{C}}\, e^{-\frac{\pi}{2Q}}$. Тогда

$$U_{C7} = U_{C1} = E_0 + I_н \sqrt{\frac{L_{нас}}{C}}\, e^{-\frac{\pi}{4Q}}. \quad (6\text{-}25)$$

В интервале t_1' под воздействием напряжения U_{C1} происходит перемагничивание дросселя L и по закону электромагнитной индукции имеет место зависимость $u_L = w\, d\Phi/dt$, где w — число витков обмотки дросселя L. Интегрируя левую и правую части этого

выражения и учитывая условие $u_L = U_{C1}$, получаем

$$t_1' = \frac{w(\Phi_0 + \Phi_s)}{E_0 + I_н \sqrt{\frac{L_{нас}}{C}} e^{-\frac{\pi}{4Q}}}. \quad (6\text{-}26)$$

Длительность интервала t_2' равна

$$t_2' = \pi \sqrt{L_{нас} C}. \quad (6\text{-}27)$$

В интервале t_3' происходит обратное перемагничивание дросселя L и магнитный поток изменяется в пределах от $-\Phi_s$ до $+\Phi_s$. Поскольку напряжение на конденсаторе C, прикладываемое к дросселю L в интервале t_3', определяется уравнением

$$U_{C3} = \alpha_л \left(E_0 + I_н \sqrt{\frac{L_{нас} \alpha_л}{C}} \right),$$

где логарифмический коэффициент затухания напряжения в контуре $L_{нас}$, C за полпериода $\alpha_л = e^{-\frac{\pi}{2Q}}$, получаем

$$t_3' = \frac{2w\Phi_s}{\alpha_л \left(E_0 + I_н \sqrt{\frac{L_{нас} \alpha_л}{C}} \right)}. \quad (6\text{-}28)$$

При перезаряде конденсатора в интервале t_4' ток перезаряда определяется выражением

$$i(t) = \frac{U_{C3}}{\omega L_{нас}} e^{-\alpha t} \sin \omega t, \quad (6\text{-}29)$$

где U_{C3} — напряжение на конденсаторе в момент t_3; $\omega = \sqrt{1/(L_{нас} C) - r^2/(4L_{нас}^2)}$ — собственная частота цепи $L_{нас}$, C; $\alpha = r/(2L_{нас})$ — коэффициент затухания цепи $L_{нас}$, C (r — сопротивление потерь этой цепи).

Полагая $\alpha = 0$ и в выражении (6-29) $i = I_н$, находим

$$t_4' \approx \sqrt{L_{нас} C} \arcsin \frac{I_н \sqrt{L_{нас}/C}}{\alpha_л (E_0 + I_н \sqrt{L_{нас} \alpha_л / C})}. \quad (6\text{-}30)$$

Для максимального значения тока перезаряда $I_{Cm} > I_н$ получаем

$$I_{Cm} = \frac{U_{C3}}{\omega L_{нас}} \approx \frac{\alpha_л (E_0 + I_н \sqrt{L_{нас} \alpha_л / C})}{\sqrt{L_{нас}/C}}. \quad (6\text{-}31)$$

Интервал t_5', когда к аноду тиристора приложено отрицательное напряжение и тиристор выключается, может быть определен как разность времени, равного половине периода собственной ча-

стоты цепи $L_{нас}$, C, и удвоенного времени t'_4:

$$t'_5 = \pi \sqrt{L_{нас}C} - 2t'_4 = \sqrt{L_{нас}C} \times$$

$$\times \left[\pi - \arcsin \frac{I_н \sqrt{L_{нас}/C}}{\alpha_л (E_0 + I_н \sqrt{L_{нас}\alpha_л/C})} \right]. \qquad (6\text{-}32)$$

После окончания протекания тока через диод *Д1* к тиристору прикладывается прямое напряжение конденсатора C, которое к моменту t_7 достигает максимального значения, равного $U_{C\,7}$ и определяемого выражением (6-25).

Расчет модулятора можно произвести следующим образом:

1. Выбираем максимальную частоту следования f_{max} и максимальную длительность импульсов тока $t_{отк\,max}$ через тиристор T. Практически желательно выбрать максимально возможное значение $t_{отк\,max}$, так как в этом случае наилучшим образом используется напряжение источника питания: $t_{отк\,max} = (0{,}6 \div 0{,}8)/f_{max}$. Обычно $f_{max} = (3 \div 4)\ F$, где F — наибольшая возможная частота синусоидального сигнала, с которой изменяется выходное напряжение модулятора.

2. Выбираем тип тиристора, обеспечивая необходимое время $t_{в.\,ном}$. Поскольку справедливо условие $t_{в.\,ном} \leqslant t'_5$, то, считая, что интервалы t'_6, t'_7 малы и диод *Д* проводит ток в течение времени, существенно меньшего t'_5, в режиме, соответствующем максимальному значению напряжения на нагрузке $U_н = U_{н\,m}$, полагаем, $t_{зак} \geqslant 1{,}5\ t'_5$. Отсюда, зная величины $f_{max} = 1/T$ и $t_{отк\,max}$, легко найти требуемое значение $t_{в.\,ном}$ и определить тип тиристора.

3. Величины $I_н$ и $U_н$, как правило, задаются при расчете. Зная $U_н$ и учитывая соотношение $t_{отк} + t_{зак} = T = 1/f$, легко с помощью выражения (6-23) найти E_0.

4. Для запирания тиристора T необходимо, чтобы ток перезаряда конденсатора C в интервалах t'_3, t'_4, t'_5, т. е. I_{Cm}, был больше $I_н$. Для надежного запирания достаточно соотношения $I_{Cm} \geqslant 2I_н$.

5. Величину $\alpha_л$ легко определить, задаваясь добротностью Q.

6. По известным величинам E_0, I_0, $\alpha_л$ из выражения (6-31) находим $\sqrt{L_{нас}/C}$.

7. Интервал t'_5 должен быть несколько больше $t_{в.\,ном}$. Приняв из этого условия значение t'_5, с помощью выражения (6-32) вычисляем $\sqrt{L_{нас}C}$.

8. Далее находим t'_2 из выражения (6-27).

9. Поскольку добротность Q контура $L_{нас}$, C на практике достаточно велика, а значение потока Φ_0 берется близким к Φ_s, то при определении далее произведения $\Phi_s w$ можно положить $\alpha_л = 1$ и $\Phi_0 = \Phi_s$. Так как справедливо равенство $t'_1 + t'_3 = t_{отк} - (t'_2 + t'_4)$, то, определив сумму $t'_1 + t'_3$, легко с помощью выражений (6-26) и (6-28) найти произведение $\Phi_s w$, необходимое для расчета параметров сердечника дросселя L.

10. Напряжение на тиристоре, равное напряжению на конденсаторе C, достигает своего максимального значения в интервале t_7' и определяется формулой (6-25). Максимальное значение тока через тиристор находим из выражения

$$I_{a\,m} = I_{н} + \frac{E_0 + I_{н}\sqrt{L_{нас}\alpha_{л}/C}}{\sqrt{L_{нас}/C}}. \qquad (6\text{-}33)$$

11. Ток через диод *Д1* имеет синусоидальную форму, и максимальное значение его определяется выражением

$$I_{д\,m} = I_{Cm} - I_{н} = \frac{\alpha_{л}\left(E_0 + I_{н}\sqrt{L_{нас}\alpha_{л}/C}\right)}{\sqrt{L_{нас}/C}} - I_{н}. \qquad (6\text{-}34)$$

В схеме рис. 6-1 дроссель L может быть заменен схемой с тиристором и диодом (рис. 6-3). Тиристор *Т1* отпирается позже *Т2*, и момент его отпирания определяет длительность работы тиристора *Т2*. В этой схеме конденсатор C перезаряжается за интервал t_2', начиная с момента отпирания тиристора *Т1*. Так как интервал t_3' отсутствует, то начало коммутации тиристора *Т2* наступает сразу после окончания первого перезаряда конденсатора C. Диод *Д2* проводит ток в интервале коммутации тиристора *Т2* и заряда конденсатора C.

Модулятор напряжения с переменной длительностью импульсов. Одна из возможных схем таких модуляторов, получившая распространение на практике, показана на рис. 6-4.

Рассмотрим кратко принцип действия схемы, иллюстрируемый приведенными на рис. 6-5 диаграммами токов и напряжений. При поступлении управляющего импульса $u_{у1}$ тиристор *Т1* открывается и ко входу фильтра нагрузки $L_{ф}C_{ф}$ прикладывается напряжение источника питания E_0. Через тиристор *Т1* протекает ток нагрузки, и начинается заряд конденсатора C. Ток заряда $i_{з}$ протекает по цепи: источник питания, тиристор *Т1*, дроссель L и диод *Д2*. Длительность t_1 протекания тока заряда конденсатора C зависит от собственной частоты резонансной цепи LC. Вследствие колебательного характера заряда конденсатор C заряжается до напряжения U_{Cm}, большего напряжения E_0.

После включения тиристора *Т2* управляющим импульсом $u_{у2}$ в момент t_2 начинается разряд конденсатора C через тиристор *Т1*. Ток разряда $i_{р}$ вызывает уменьшение прямого тока через тиристор *Т1*. Если ток разряда по значению больше тока нагрузки $I_{н}$, протекающего через тиристор *Т1*, то в момент t_3 равенства токов $I_{н}$ и $i_{р}$ прямой ток через тиристор *Т1* прекращается и ток $i_{р}$ начинает протекать через диод *Д1*. Во время протекания тока через диод *Д1* с момента t_3 до t_4 на тиристоре *Т1* поддерживается обратное напряжение, равное падению напряжения на открытом диоде *Д1*. После прекращения тока через диод *Д1* в момент t_4 напряжение на конденсаторе C продолжает уменьшаться вследствие разряда C постоянным током нагрузки $I_{н}$, протекающим через тиристор *Т2*, и дости-

гает нулевого значения в момент t_5. Затем ток нагрузки, поддерживаемый дросселем фильтра $L_ф$, протекает через диод *Д* до момента повторного включения тиристора *Т1*. Далее все процессы в схеме повторяются.

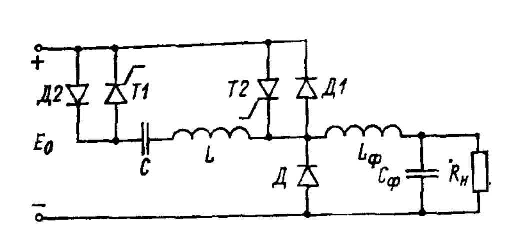


Рис. 6-3. Схема модулятора напряжения с переменной частотой и дополнительным тиристором

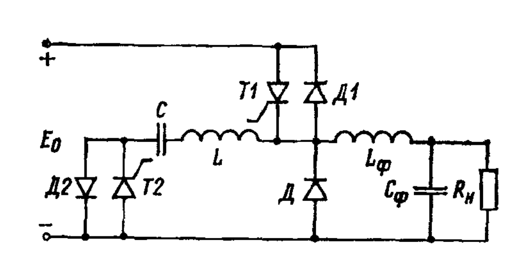


Рис. 6-4. Схема модулятора напряжения с переменной длительностью импульсов

Значение тока нагрузки, как и для схемы рис. 6-1, зависит от времени $t_и$ воздействия напряжения источника питания на вход фильтра и определяется формулой

$$I_н = \frac{E_0 t_и}{R_н T}. \quad (6\text{-}35)$$

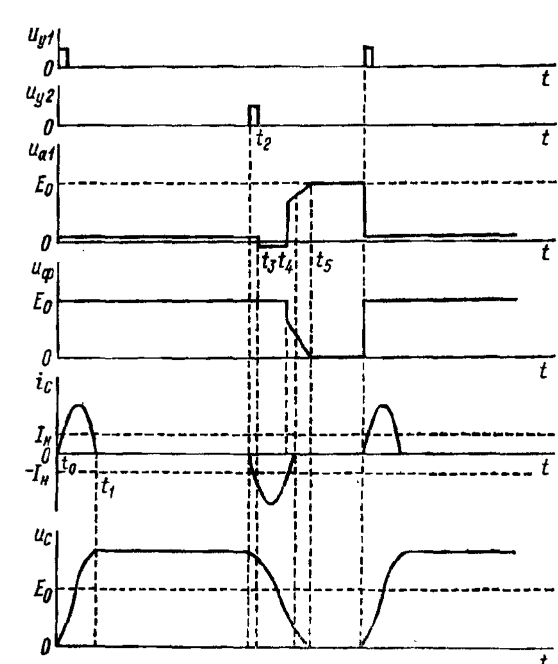


Рис. 6-5. Диаграммы токов и напряжений для модулятора с переменной длительностью импульсов

При неизменной частоте управляющих импульсов тиристора *Т1* ток нагрузки и соответственно напряжение на ней будут линейно зависеть от времени $t_и$. Изменяя время $t_и$, т. е. изменяя момент включения тиристора *Т2*, можно регулировать напряжение или ток нагрузки в широких пределах. Минимальный ток нагрузки $I_{н\,min}$ можно определить, исходя из минимальной длительности воздействия напряжения питания на вход фильтра низкой частоты. В пределе эта длительность близка периоду T_0 собственной частоты цепи LC $(T_0 \approx 2\pi\sqrt{LC})$ и состоит из отрезков времени от 0 до t_1 и от t_2 до t_5 (рис. 6-5). Соответственно для тока $I_{н\,min}$ получаем выражение

$$I_{н\,min} = \frac{E_0 T_0}{R_н T}. \quad (6\text{-}36)$$

Максимальный ток нагрузки, если пренебречь потерями в элементах схемы, определяется практически напряжением источника питания и сопротивлением нагрузки:

$$I_{\text{н}\,m} = E_0/R_{\text{н}}. \qquad (6\text{-}37)$$

Подробный анализ работы схемы производился в предположении, что ток нагрузки в процессе коммутации остается постоянным. Принятое допущение позволяет представить эквивалентную цепь заряда и разряда конденсатора C в виде последовательного соединения элементов L, C, эквивалентного источника напряжения $U_{\text{э}}$, равного начальному напряжению на конденсаторе C, и сопротивления $r_{\text{э}}$. В ней полупроводниковые элементы представлены идеальным ключом, моменты замыкания которого определяются моментами прихода импульсов управления на тиристоры *Т1*, *Т2*, а моменты размыкания — моментами окончания тока через диод *Д2* при заряде конденсатора C и моментами окончания тока через диод *Д1* при его разряде. Сопротивление $r_{\text{п}}$ учитывает потери в цепи LC.

Пренебрегая малыми поправками к значению собственной частоты резонансного LC-контура, обусловленными сопротивлением $r_{\text{п}}$, можно записать для тока заряда и разряда конденсатора C выражение

$$i(t) = \frac{U_{\text{э}}}{\omega_0 L} e^{-\frac{r_{\text{п}} t}{2L}} \sin \omega_0 t = I_m e^{-\frac{d\tau}{2}} \sin \tau, \qquad (6\text{-}38)$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ — собственная частота контура LC без учета поправки, вносимой сопротивлением $r_{\text{п}}$; $I_m = U_C/(\omega_0 L) = U_C/\rho$ — максимальное значение импульса зарядного или разрядного тока; $\tau = \omega_0 t$ — безразмерное время; $d = 1/Q = r_{\text{п}}/(\omega_0 L)$ — относительное затухание контура LC; ρ — волновое сопротивление цепи.

Зная выражение для тока заряда конденсатора C и соотношение $U_{\text{э}} = E_0$ для момента $t = 0$ включения тиристора *Т1*, можно найти превышение напряжения на конденсаторе C по сравнению с напряжением источника питания в момент выключения тиристора *Т1*: $\Delta U_C = U_{C1} - E_0$. Длительность заряда конденсатора C определяется полупериодом $\tau_1 = \pi$ собственной частоты цепи LC.

В течение некоторого времени $\tau_{\text{в. д}} = \omega_0 t_{\text{в. д}}$, определяемого скоростью выключения диода *Д2*, через последний протекает обратный ток. В это время конденсатор C разряжается. Если собственная частота цепи LC достаточно высока (время τ_1 мало́), временем $\tau_{\text{в. д}}$ пренебрегать нельзя. В результате перезаряд ΔU_C определяется формулой

$$\Delta U_C = \frac{1}{\omega_0 C} \int_0^{\pi+\tau_{\text{в. д}}} i(\tau)\, d\tau - E_0 = E_0 \left\{ \frac{1}{1 + d^2/4} \times \right.$$

$$\left. \times \left[e^{-d(\pi+\tau_{\text{в. д}})/2} \left(\frac{d}{2} \sin \tau_{\text{в. д}} + \cos \tau_{\text{в. д}} \right) \right] - 1 \right\}. \qquad (6\text{-}39)$$

В идеализированном случае, при $d = 0$, $\tau_{в.д} = 0$, получаем $\Delta U_C = E_0$ и конденсатор C заряжается до напряжения, равного удвоенному напряжению источника питания.

Для запирания тиристора *Т1* включается тиристор *Т2*, импульс тока разряда конденсатора *С* проходит либо через тиристор *Т1* в обратном направлении, либо через диод *Д1*. Определим условия выключения тиристора *Т1*, считая, что при разряде конденсатора *С* напряжение эквивалентного источника в контуре коммутации определяется величиной ΔU_C. Ток разряда описывается выражением

$$i_р(\tau) = \frac{\Delta U_C}{\rho} e^{-d\tau/2} \sin\tau. \tag{6-40}$$

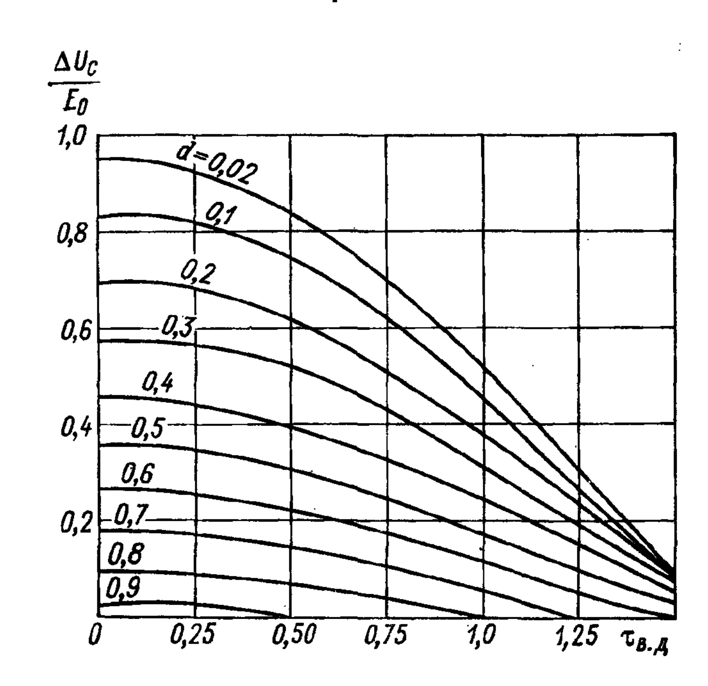


Рис. 6-6. Зависимости для отношения $\Delta U_C/E_0$

Как указывалось выше, диод *Д1* проводит ток разряда конденсатора *С*, превышающий уровень тока нагрузки. В течение времени проводимости диода *Д1* к тиристору *Т1* прикладывается обратное напряжение, и он выключается. Это позволяет определить связь времени выключения тиристора *Т1* с амплитудой и длительностью тока разряда конденсатора *С*. Для этого следует решить уравнение

$$I_m e^{-d\tau_{34}/2} \sin\tau_{34} = I_{н\,m}, \tag{6-41}$$

где $\tau_{34} = \tau_в$ — схемное время выключения тиристора *Т1*.

На рис. 6-6, 6-7 приведены графические зависимости отношений $\Delta U_C/E_0$ и $\rho E_0/(R_н \Delta U_C)$ в функции величин $\tau_{в.д}$, d, полученные при решении уравнений (6-39), (6-41).

Параметры фильтра нагрузки определяются исходя из условия, что выброс в переходной характеристике фильтра отсутствует

$\left(Q = R_н/\sqrt{L_ф C_ф} \leqslant 0{,}5\right)$. Частота среза фильтра в этом случае определяется следующим соотношением:

$$F = \frac{1}{12 R_н C_ф}. \tag{6-42}$$

Зная сопротивление нагрузки $R_н$ и максимальную частоту выходного напряжения f_{max}, с помощью выражения (6-42) найдем параметры фильтра:

$$C_ф = \frac{1}{12 R_н f_{max}}; \qquad L_ф = 4 R_н^2 C_ф. \tag{6-43}$$

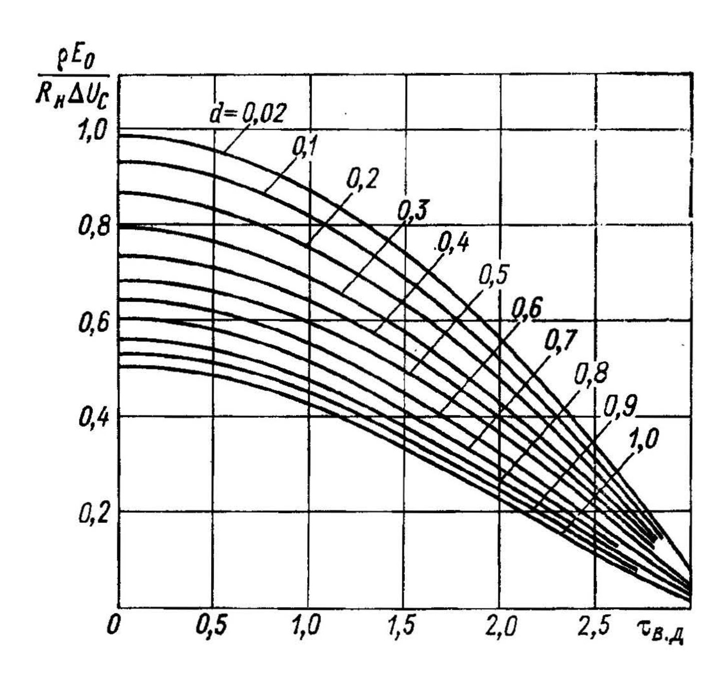


Рис. 6-7. Зависимости для отношения $\rho E_0/(R_н \Delta U_C)$

В работе [37] приведено выражение для переходной функции, позволяющее легко связать допустимый коэффициент пульсаций с параметрами фильтра и частотой следования импульсов напряжения на выходе фильтра:

$$k_f = 1 - \left(1 + \frac{T}{2 R_н C_ф}\right) e^{-\frac{T}{2 R_н C_ф}}. \tag{6-44}$$

Подставив в формулу (6-44) заданный коэффициент k_f и зная $R_н C_ф$, определяем максимально возможную частоту следования импульсов тока через тиристор *T1*. Таким же путем можно найти параметры фильтра и величину k_f для рассмотренной выше схемы ВИМ (см. рис. 6-1).

Проведенный анализ позволяет предложить следующую методику расчета модулятора. При расчете считаем заданными: сопротивление нагрузки $R_н$, мощность нагрузки $P_н$, допустимое значе-

ние пульсаций напряжения на нагрузке k_f, максимальную частоту напряжения на нагрузке f_{max}, глубину модуляции тока (напряжения) нагрузки

$$m_I = \frac{I_{н\,m} - I_{н\,min}}{I_{н\,m} + I_{н\,min}}. \quad (6\text{-}45)$$

Расчет модулятора производится в следующем порядке:

1. Пренебрегая потерями в открытом тиристоре $T1$ и дросселе фильтра $L_ф$, принимаем, что максимальное напряжение на нагрузке $U_{н\,m}$ равно напряжению источника питания E_0. По заданным величинам $P_н$ и $R_н$ определяем E_0 и $I_{н\,m}$.

2. Максимальное прямое или обратное напряжение на тиристоре $T1$, диодах $Д1$, $Д$ равно E_0, а на тиристоре $T2$ и диоде $Д2$ — чуть меньше E_0. Считая, что при напряжении $U_{н\,m}$ через тиристор $T1$ протекает практически постоянный ток $I_{н\,m}$, а через диод $Д$ такой же ток протекает при минимальном напряжении на нагрузке $U_{н\,min}$, можем выбрать типы тиристора $T1$ и диода $Д$ в отношении допустимых токов и напряжений.

3. С помощью выражений (6-43) и (6-44) находим параметры фильтра $L_ф$ $C_ф$ и значение k_f.

4. По заданной величине m_I с помощью выражений (6-45), (6-36) и (6-37) определяем собственную частоту цепи LC:

$$f_0 = \frac{1 + m_I}{T\,(1 + m_I)}.$$

5. Для устойчивой работы схемы номинальное время выключения тиристора $T1$ $t_{в.\,ном}$ должно быть не меньше полупериода собственных колебаний цепи LC. Отсюда окончательно может быть выбран тип тиристора $T1$. Номинальное время выключения $t_{в.\,д}$ диодов $Д1$, $Д2$, $Д$ следует выбирать значительно меньшим величины $T_0/2$. Это позволяет уменьшать обратный ток. Задаваясь из практических соображений затуханием d цепи LC и зная $t_{в.\,д}$, по графикам рис. 6-6, 6-7 определяем отношения $\Delta U_C/E_0$ и $\rho E_0/(R_н \Delta U_C)$, откуда находим напряжение на конденсаторе

$$U_C = E_0 + \Delta U_C$$

и волновое сопротивление ρ цепи LC.

6. Зная величины ρ и f_0, определяем параметры L и C, а с помощью величин U_C и ρ — максимальное значение импульса зарядного и разрядного тока $I_m = U_C/\rho$ конденсатора C.

Модуляция напряжения посредством изменения параметров генератора. Рассматриваемый метод модуляции пригоден не для всех типов генераторов и осуществляется несколькими различными способами.

Первый из них, применимый для параллельного инвертора или однотиристорного генератора, заключается в изменении емкости коммутирующего конденсатора, что в соответствии с изложенным в § 3-2 и 2-2 вызывает изменение выходного напряжения. Для осу-

ществления оперативного регулирования в этом случае параллельно нагрузке включают дополнительный дроссель, индуктивность которого частично компенсирует емкость коммутирующего конденсатора. Изменение этой индуктивности вызывает изменение результирующей емкости и соответственно выходного напряжения. В одном случае индуктивность дополнительного дросселя можно изменять путем изменения подмагничивания, если этот дроссель выполнен на магнитном сердечнике. В другом случае последовательно с дополнительным дросселем встречно-параллельно включают два тиристора, изменяя время проводимости которых по отношению друг к другу, можно регулировать индуктивность дополнительного дросселя.

Второй способ реализуется с помощью специальных обратных управляемых выпрямителей, подключаемых зажимами переменного тока к выходу инвертора (обычно через трансформатор), а зажимами постоянного тока — встречно к источнику питания. Обратные выпрямители предназначены для возврата части мощности нагрузки в источник питания. Регулируя угол управления, изменяют значение возвращаемой мощности и, следовательно, напряжение на нагрузке.

При третьем способе для регулирования напряжения на нагрузке изменяют рабочую частоту генератора (инвертора). Такое регулирование применимо только тогда, когда выходная частота может быть нестабильной, например при использовании тиристорных генераторных устройств в электротермии. Вместо рабочей частоты можно изменять резонансную частоту коммутирующей цепи, изменяя путем подмагничивания сердечника коммутирующего дросселя его индуктивность.

Надо отметить, что все три рассмотренных выше способа регулирования выходного напряжения применимы только для небольших изменений напряжения, поскольку при широком диапазоне регулирования габариты регулирующих устройств оказываются чрезмерно большими. Более широкий диапазон регулирования выходного напряжения возможен у инверторов с принудительной коммутацией, когда применяются способы, основанные на изменении длительности открытого состояния тиристоров, что позволяет регулировать также и мощность.

Модуляция дефазированием. Этот метод заключается в использовании совместно работающих на общую нагрузку двух (либо большего четного числа) источников напряжений — генераторов, обладающих возможностью осуществлять симметричный фазовый сдвиг φ между их выходными напряжениями.

Совместно работающие источники оказывают взаимное влияние друг на друга: в зависимости от фазового угла изменяются полные сопротивления нагрузки каждого источника. Поэтому необходимо, чтобы используемые источники напряжений были способны работать при изменяющейся в широких пределах нагрузке. К источникам такого типа относятся генераторы и инверторы с обратными

диодами, в частности, параллельные и параллельно-последовательные инверторы с обратными диодами и близкой к гармонической формой выходного напряжения, а также последовательные и последовательно-параллельные инверторы с обратными диодами и удвоением частоты, описанные в четвертой и пятой главах.

Сложение напряжений источников, работающих на общую нагрузку, может осуществляться по параллельной или последовательной схемам. Для случая параллельного включения выражения для токов на выходах источников сигналов удобно записать в виде

$$i_1 = I_m e^{j\omega t} e^{j\varphi}; \qquad i_2 = I_m e^{j\omega t} e^{-j\varphi} e^{j\pi}. \tag{6-46}$$

Суммарный ток через нагрузку

$$i_\Sigma = j2I_m e^{j\omega t} \sin\varphi. \tag{6-47}$$

Напряжение на нагрузке

$$u_н = i_\Sigma r_н = j2I_m r_н e^{j\omega t} \sin\varphi. \tag{6-48}$$

Соответственно полные сопротивления для первого и второго источников сигналов определяются выражениями:

$$z_{1\,пар} = \frac{u_н}{i_1} = r_{1\,пар} + jx_{1\,пар} = 2r_н \sin^2\varphi + j2r_н \sin\varphi\cos\varphi; \tag{6-49}$$

$$z_{1\,пар} = \frac{u_н}{i_2} = r_{2\,пар} + jx_{2\,пар} = 2r_н \sin^2\varphi - j2r_н \sin\varphi\cos\varphi. \tag{6-50}$$

Модуль полного сопротивления для источников сигналов

$$|z_{пар}| = |z_{1\,пар}| = |z_{2\,пар}| = 2r_н \sin\varphi. \tag{6-51}$$

Зависимости полных сопротивлений от фазового угла φ приведены на рис. 6-8.

При последовательном соединении удобнее пользоваться напряжениями на выходах источников:

$$u_1 = U_m e^{j\omega t} e^{j\varphi}; \qquad u_2 = U_m e^{j\omega t} e^{-j\varphi} e^{j\pi}. \tag{6-52}$$

Тогда суммарное напряжение на нагрузке

$$u_\Sigma = j2U_m e^{j\omega t} \sin\varphi. \tag{6-53}$$

Ток в нагрузке

$$i_н = \frac{u_\Sigma}{r_н} = j\frac{2U_m}{r_н} e^{j\omega t} \sin\varphi. \tag{6-54}$$

Полные сопротивления для источников сигналов находятся из выражений:

$$z_{1\,пос} = \frac{v_1}{i_н} = r_{1\,пос} + jx_{1\,пос} = \frac{r_н}{2} - j\frac{r_н}{2}\operatorname{ctg}\varphi; \tag{6-55}$$

$$z_{2\,пос} = \frac{u_2}{i_н} = r_{2\,пос} + jx_{2\,пос} = \frac{r_н}{2} + j\frac{r_н}{2}\operatorname{ctg}\varphi. \tag{6-56}$$

Модуль полного сопротивления

$$|z_{пос}| = |z_{1\,пос}| = |z_{2\,пос}| = \frac{r_н}{2} \csc \varphi. \qquad (6\text{-}57)$$

Зависимости полных сопротивлений от фазового угла приведены на рис. 6-9.

Из рис. 6-8 и 6-9 видно, что при параллельном соединении источников полные сопротивления для них равны нулю при $\varphi = 0$ и равны $2r_н$ при $\varphi = \pm\,\pi/2$, при последовательном соединении они равны бесконечности при $\varphi = 0$ и равны $r_н/2$ при $\varphi = \pm\,\pi/2$.

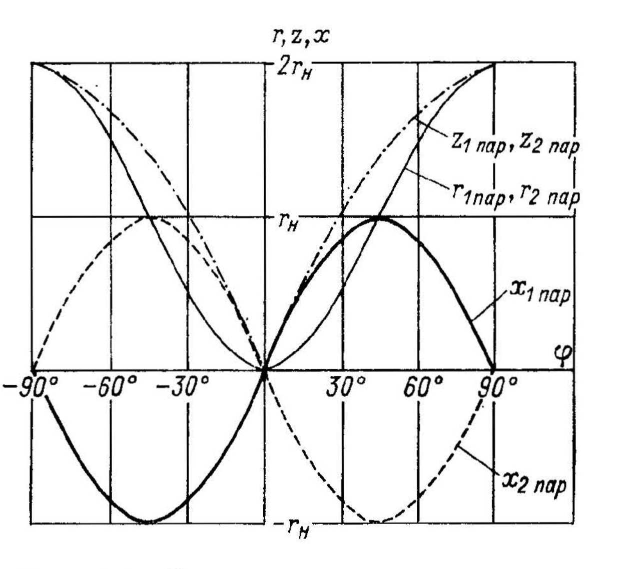


Рис. 6-8. Зависимости для полных сопротивлений при параллельном соединении источников сигнала

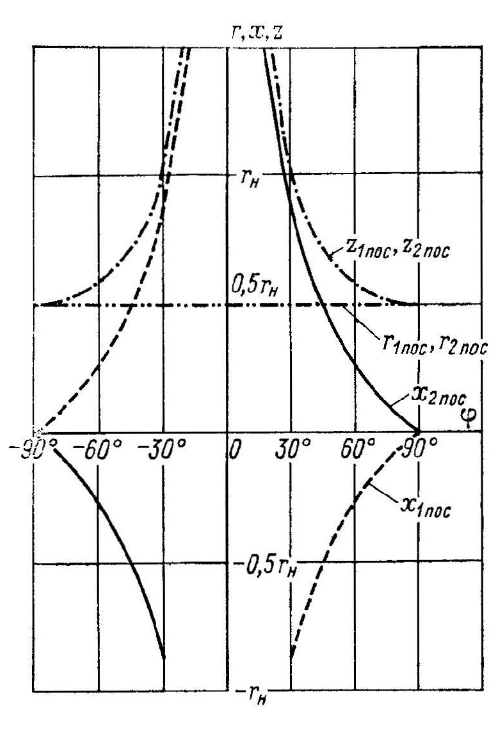


Рис. 6-9. Зависимости для полных сопротивлений при последовательном соединении источников сигнала

Таким образом, источники должны устойчиво работать при изменении нагрузки от номинальной до нулевой при параллельном соединении и от номинальной до бесконечной при последовательном.

Для анализа режима работы источников недостаточно знать пределы изменения полных сопротивлений источников сигналов. Необходимо найти, как изменяется режим работы генератора при изменении фазового угла φ. В предыдущих главах показано, что режим работы инверторов зависит от ряда параметров схемы. Если установить связь указанных параметров схемы с фазовым углом φ, то нетрудно найти изменение режима работы инвертора или генератора (токи, напряжения и схемное время выключения) при изменении этого угла. Рассмотрим это на примере параллельно-последовательного контура с обратными диодами и близкой к синусоидальной формой напряжения на нагрузке.

Режим работы рассматриваемого инвертора (см. рис. 4-6) зависит, как указано в § 4-2, от следующих параметров: добротности $Q = r_н \sqrt{L/C_1}$, отношения собственной частоты коммутирующего контура к генерируемой $\Theta = \omega_0/\omega$, отношения $\varepsilon = C_1/C_2$ и может быть определен с помощью табл. 4-2. Такой инвертор устойчиво работает при изменении сопротивления нагрузки практически от нуля до бесконечности. Поэтому в данном случае может быть применено как последовательное, так и параллельное соединение источников напряжений. Рассмотрим случай последовательного соединения.

Найдем полное сопротивление эквивалентной цепи, состоящей из емкости C_2 и полного сопротивления нагрузки каждого инвертора, включенного последовательно с емкостью C_2 и определяемого из выражений (6-35), (6-36):

$$z_1 = \frac{r_н}{2} - j\,\frac{\frac{r_н}{2}\,\omega C_2 \operatorname{ctg}\varphi + 1}{\omega C_2}; \qquad z_2 = \frac{r_н}{2} + j\,\frac{\frac{r_н}{2}\,\omega C_2 \operatorname{ctg}\varphi + 1}{\omega C_2}. \tag{6-58}$$

Активную и реактивную составляющие сопротивлений можно представить соединенными параллельно (это может быть сделано, если фаза φ изменяется медленно по отношению к изменению напряжения на выходе инвертора), тогда на основании выражений (6-58) получаем

$$R_1' = R_2' = \frac{\left(\frac{r_н}{2}\right)^2 \omega^2 C_2^2 + \left(1 + \frac{r_н}{2}\,\omega C_2 \operatorname{ctg}\varphi\right)^2}{\frac{r_н}{2}\,\omega^2 C_2^2}; \tag{6-59}$$

$$X_1' = -\frac{\left(\frac{r_н}{2}\right)^2 \omega^2 C_2^2 + \left(1 + \frac{r_н}{2}\,\omega C_2 \operatorname{ctg}\varphi\right)^2}{\omega C_2 \left(1 + \frac{r_н}{2}\,\omega C_2 \operatorname{ctg}\varphi\right)}; \tag{6-60}$$

$$X_2' = \frac{\left(\frac{r_н}{2}\right)^2 \omega^2 C_2^2 + \left(1 + \frac{r_н}{2}\,\omega C_2 \operatorname{ctg}\varphi\right)^2}{\omega C_2 \left(1 + \frac{r_н}{2}\,\omega C_2 \operatorname{ctg}\varphi\right)}. \tag{6-61}$$

Из выражений (6-59) — (6-61) видно, что при $\varphi = \pm\,\pi/2$ и $\varepsilon \to 0$ (т. е. $C_2 \to \infty$) сопротивления цепей инверторов, включающих в себя емкость C_2 и полные сопротивления источников сигнала, имеют активный характер и равны $r_н/2$. Добротность Q_0 каждого инвертора определяется выражением

$$Q_0 = \frac{r_н}{2}\,\frac{1}{\sqrt{L/C_1}}.$$

При всех остальных значениях угла φ из-за реактивностей, вносимых полными сопротивлениями источников, изменяются не только добротности коммутирующих контуров инверторов, но и их собственные частоты.

Добротность коммутирующего контура первого инвертора

$$Q_1(\varphi) = \frac{R_1'(\varphi)}{\rho_1(\varphi)}, \tag{6-62}$$

где $R_1'(\varphi)$ определяется из выражения (6-59);

$$\rho_1(\varphi) = \sqrt{x_L \frac{x_{C1} X_1'}{x_{C1} + X_1'}}; \quad x_L = \omega L; \quad x_{C1} = \frac{1}{\omega C_1}.$$

Используя зависимости (6-59) и (6-60), из выражения (6-62) получим

$$Q_1(\varphi) = Q_0 \frac{\frac{Q^2{}_0}{\varepsilon^2 \Theta^2{}_0} + \left(1 - \frac{Q_0}{\varepsilon \Theta_0} \operatorname{ctg} \varphi\right)^2}{\frac{Q^2{}_0}{\varepsilon^2 \Theta^2{}_0}} \times$$

$$\times \sqrt{1 + \frac{1 - \frac{Q_0}{\varepsilon \Theta_0} \operatorname{ctg} \varphi}{\varepsilon \left[\frac{Q^2{}_0}{\varepsilon_2 \Theta^2{}_0} + \left(1 - \frac{Q_0}{\varepsilon \Theta_0} \operatorname{ctg} \varphi\right)^2\right]}}, \tag{6-63}$$

где Θ_0 — значение отношения Θ при $\varphi = \pm \pi/2$.

Для второго инвертора аналогично найдем

$$Q_2(\varphi) = Q_0 \frac{\frac{Q^2{}_0}{\varepsilon^2 \Theta^2{}_0} + \left(1 + \frac{Q_0}{\varepsilon \Theta_0} \operatorname{ctg} \varphi\right)}{\frac{Q^2{}_0}{\varepsilon^2 \Theta^2{}_0}} \times$$

$$\times \sqrt{1 + \frac{1 + \frac{Q_0}{\varepsilon \Theta_0} \operatorname{ctg} \varphi}{\varepsilon \left[\frac{Q^2{}_0}{\varepsilon^2 \Theta^2{}_0} + \left(1 + \frac{Q_0}{\varepsilon \Theta_0} \operatorname{ctg} \varphi\right)^2\right]}}. \tag{6-64}$$

Величина Θ_1 с учетом изменения частоты коммутирующего контура определяется в общем виде выражением

$$\Theta_1(\varphi) = \frac{\omega_{01}(\varphi)}{\omega},$$

где $\omega_{01}(\varphi) = \dfrac{\omega}{\sqrt{\dfrac{x_L (x_{C1} + X_1')}{x_{C1} X_1'}}}$ — собственная частота коммутиру-

ющего контура с учетом реактивности, вносимой полным сопротивлением.

С учетом выражения (6-40) получим

$$\Theta_1(\varphi) = \Theta_0 \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\varepsilon}\left(1 - \frac{Q_0}{\varepsilon\Theta_0}\operatorname{ctg}\varphi\right) : \left[\frac{Q_0^2}{\varepsilon^2\Theta_0^2} + \left(1 - \frac{Q_0}{\varepsilon\Theta_0}\operatorname{ctg}\varphi\right)^2\right]}}. \quad (6\text{-}65)$$

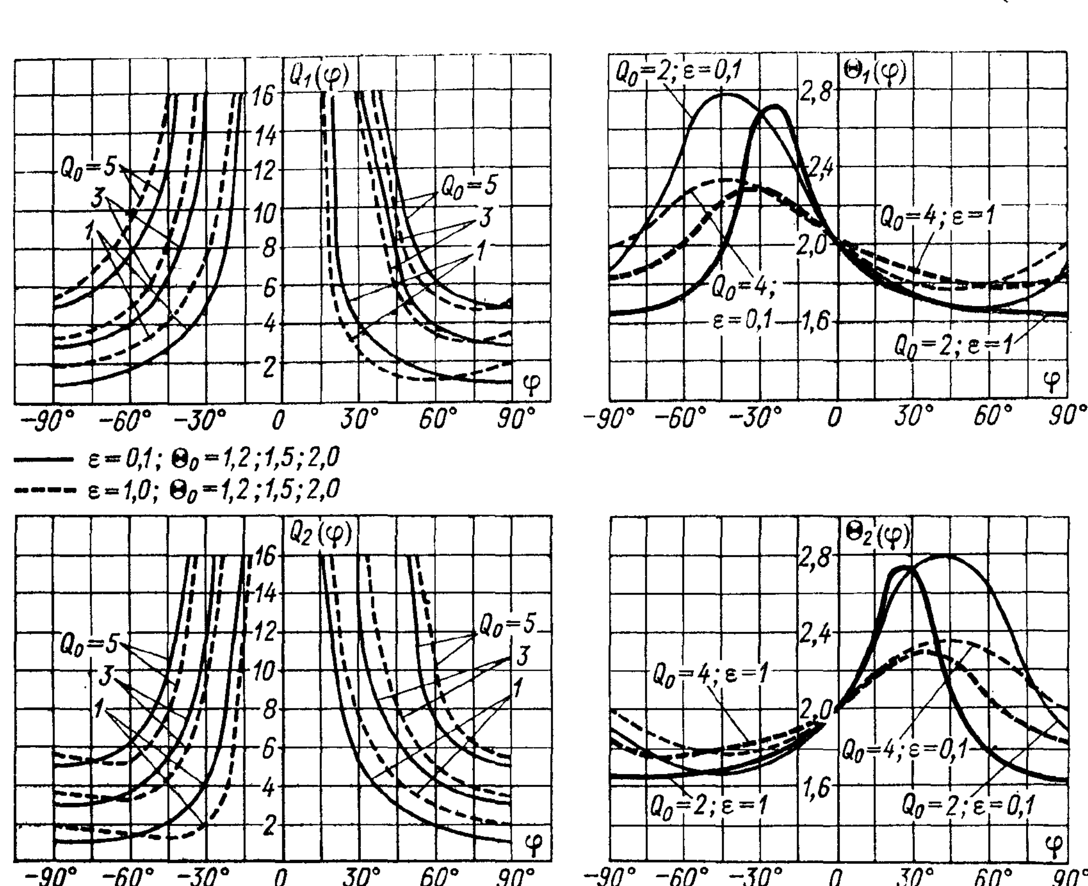


Рис. 6-10. Зависимости для добротностей Q_1 и Q_2

Рис. 6-11. Зависимости для относительных расстроек Θ_1 и Θ_2

Для второго инвертора аналогично найдем

$$\Theta_2(\varphi) = \Theta_0 \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\varepsilon}\left(1 + \frac{Q_0}{\varepsilon\Theta_0}\operatorname{ctg}\varphi\right) : \left[\frac{Q_0^2}{\varepsilon^2\Theta_0^2} + \left(1 + \frac{Q_0}{\varepsilon\Theta_0}\operatorname{ctg}\varphi\right)^2\right]}}. \quad (6\text{-}66)$$

Полученные с помощью выражений (6-63) — (6-66) зависимости параметров Q_1, Q_2, Θ_1, Θ_2 в функции фазового угла φ представлены на рис. 6-10 и 6-11. Зная эти зависимости, с помощью табл. 4-2 нетрудно определить изменение режима работы инвертора.

6-3. Схемы защиты тиристорных генераторов при аварийных режимах

Причины возникновения аварийных режимов в тиристорных генераторах можно разделить на две группы: а) внешние, вызванные короткими замыканиями или обрывами в нагрузке; б) внутренние, обусловленные выходом из строя отдельных тиристоров и диодов или нарушениями в работе схем формирования управляющих импульсов.

При аварийных режимах возникают перегрузки тиристоров или диодов по току или напряжению, а также в некоторых случаях существенно увеличиваются скорости нарастания тока и напряжения (S_i и S_u).

В отличие от электронных ламп и ионных приборов из-за малой теплоемкости самих полупроводниковых структур тиристоры и диоды, используемые в генераторных устройствах, чувствительны к перегрузкам по току. Чтобы определить допустимые перегрузки по току, для приборов каждого типа устанавливаются основные параметры и характеристики перегрузочной способности: а) ударный ток тиристора в открытом состоянии I_{TSM} — ток открытого состояния, при протекании которого превышается наибольшая допустимая эффективная температура перехода, но который появляется редко, с ограниченным числом повторений и вызывается необычными процессами в схеме; б) защитный показатель — значение временно́го интеграла от квадрата аварийного тока в открытом состоянии $\int\limits_0^t i_\text{а}^2\,dt$.

Полупроводниковые приборы чувствительны и к перенапряжениям. Для характеристики устойчивости вводятся следующие параметры: а) неповторяющееся импульсное напряжение тиристора в закрытом состоянии U_{DSM} — наибольшее мгновенное значение любого неповторяющегося переходного напряжения в закрытом состоянии, возникающее на тиристоре; б) неповторяющееся импульсное обратное напряжение U_{RSM} — наибольшее мгновенное значение любого неповторяющегося переходного обратного напряжения, возникающего на тиристоре.

Из-за инерционного распространения тока из области управляющего электрода по всей площади полупроводниковой структуры тиристоры имеют ограниченную скорость нарастания прямого тока, определяемую допустимым значением $S_{i\,\text{д}}$. Во избежание ложного открывания тиристоров должна ограничиваться скорость нарастания прямого напряжения $S_{u\,\text{д}}$.

По указанным выше причинам для надежной работы тиристорных генераторных устройств в ряде случаев необходимо использовать специальные устройства защиты [16]. Меры защиты от увеличения скоростей нарастания тока и напряжения подробно описаны в литературе и здесь не рассматриваются.

Для защиты генераторов от перегрузок по току могут быть использованы плавкие предохранители, являющиеся наиболее простыми защитными устройствами, однако они имеют слишком большое время срабатывания. Параметрами, характеризующими быстродействие плавкого предохранителя, являются количество энергии $W_{п}$, необходимое для расплавления плавкой вставки, и энергия теплового воздействия $W_{д}$ в период горения дуги, образующейся после расплавления плавкой вставки.

Для надежной защиты полупроводникового прибора суммарная величина $W_{п} + W_{д}$ должна быть меньше защитного показателя прибора данного типа, удовлетворяя условию

$$(W_{п} + W_{д}) < \int_0^t i_{а}^2 dt.$$

Однако сопоставление левой и правой частей этого неравенства для различных типов предохранителей и полупроводниковых приборов при условии соответствия их номинальных токов показывает, что правая оказывается существенно меньше левой. Например, для тиристоров ТЧ-100 правая часть неравенства равна 11 000 $А^2 \cdot с$, а левая для быстродействующего предохранителя ПНБ-5 на такой же номинальный ток — 110 000 $А^2 \cdot с$. Таким образом, даже быстродействующие плавкие предохранители не обеспечивают надежной защиты полупроводниковых приборов без принятия специальных мер. Такими мерами могут служить либо весьма существенная, практически неприемлемая недогрузка этих приборов по току, что позволяет использовать предохранители на меньший номинальный ток, либо увеличение числа параллельно включенных приборов. Тот же недостаток присущ и автоматическим выключателям. Поэтому если ставится задача защитить тиристоры, то автоматы и плавкие предохранители используются как резервные средства защиты.

Добиться требуемого высокого быстродействия защиты можно лишь при наличии быстродействующих бесконтактных электронных схем защиты, которые состоят из высокочувствительных датчиков защиты, позволяющих индицировать аварийный процесс в самом начале его развития, и быстродействующих исполнительных элементов, прекращающих протекание тока через тиристоры. В качестве датчиков, сигнализирующих об увеличении тока, обычно используются шунты или трансформаторы тока, включенные последовательно с тиристорами. Сигнал с датчика подается на транзистор или вспомогательный тиристор, открывает их и формирует сигнал управления для тиристоров схемы защиты. Датчиком, сигнализирующим о чрезмерном увеличении напряжения, чаще всего служит обычный высокоомный делитель, включаемый параллельно одному из рабочих тиристоров. Если напряжение превосходит допустимое, открывается транзистор или маломощный тиристор, соединенные с делителем, и вырабатывается управляющий сигнал для тиристоров схемы защиты.

В качестве исполнительных элементов схемы защиты хорошо зарекомендовали себя емкостные прерывающие устройства. Они могут быть использованы для прерывания тока как через специальные тиристоры, включенные между источником питания и генераторным устройством, так и через рабочие тиристоры генераторного устройства.

Для первого случая простейшая схема изображена на рис. 6-12. В ней конденсатор $C_п$ предварительно заряжается от независимого источника $E_п$. При приходе управляющего импульса от датчиков защиты вспомогательный тиристор схемы защиты *T2* открывается, и через него и конденсатор $C_п$ на катод тиристора защиты *T1* поступает запирающее напряжение $E_п—E_0$. Тиристор *T1* запирается практически мгновенно. Затем происходит перезаряд конденса-

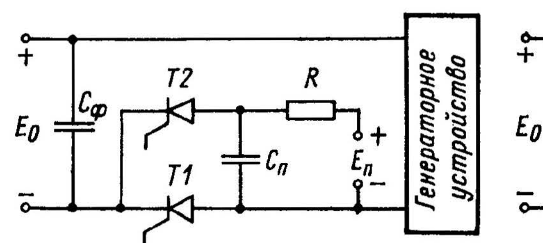


Рис. 6-12. Простейшая схема электронной защиты

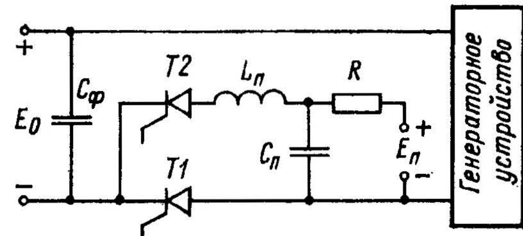


Рис. 6-13. Схема электронной защиты с резонансным контуром

тора $C_п$ через тиристор *T2*, конденсатор фильтра источника питания $C_ф$ и внутреннее сопротивление генератора $R_г$. При этом напряжение u_{a1} на тиристоре *T1* становится равным напряжению на конденсаторе $C_п$ и определяется выражением

$$u_{a1}(t) = u_{C_п}(t) = \frac{(E_0 + E_п) C_ф}{C_ф + C_п}\left(1 - e^{-\frac{t}{R_г C_э}}\right) - E_п, \qquad (6\text{-}67)$$

где $C_э = C_ф C_п/(C_ф + C_п)$.

Напряжение u_{a1} должно быть отрицательным в течение времени, достаточного для выключения тиристора *T1*.

Если выполняется условие $C_п \ll C_ф$, то, приравняв выражение (6-67) нулю и положив в нем $t = t_{в.\,ном}$, где $t_{в.\,ном}$ — номинальное время выключения, можно найти минимальную емкость $C_п$, необходимую для выключения тиристора *T1*:

$$C_п = \frac{t_{в.\,ном}}{R_г \ln(1 + E_п/E_0)} = \frac{I_з t_{в.\,ном}}{E_0 \ln(1 + E_п/E_0)}, \qquad (6\text{-}68)$$

где $I_з = E_0/R_г$ — ток срабатывания защиты.

Тиристор *T2* закроется в момент, когда конденсатор $C_п$ перезарядится до напряжения источника питания и величина $u_{C_п}$ станет равной E_0. Из выражения (6-67) можно определить время срабатывания $t_з$ схемы защиты:

$$t_з = 3E_0 C_э / I_з. \qquad (6\text{-}69)$$

Недостатком рассмотренной схемы является скачкообразное нарастание тока через тиристор *Т2*, что требует использования тиристоров с большой допустимой скоростью нарастания тока. Если считать, что ток через тиристор нарастает по линейному закону, то справедливо соотношение

$$S_{i\,\text{д}} \geqslant S_{i\,\max} = I_{\text{а}\,m}/t_{\text{с. т1}}, \tag{6-70}$$

где $S_{i\,\text{д}}$, $S_{i\,\max}$ — соответственно допустимая и максимальная крутизны тока тиристора *Т2*; $t_{\text{с. т}\,1}$ — время спада тока тиристора *Т1*.

Этого недостатка лишена схема, в которой последовательно с конденсатором $C_{\text{п}}$ включена катушка $L_{\text{п}}$ (рис. 6-13), индуктивность которой определяется приближенно выражением

$$L_{\text{п}} \geqslant E_{\text{п}}/S_{i\,\text{д}}, \tag{6-71}$$

где $S_{i\,\text{д}}$ — допустимая для тиристора крутизна тока.

После запирания тиристора *Т1* конденсатор $C_{\text{п}}$ продолжает разряжаться по цепи: $L_{\text{п}}$, тиристор *Т2*, конденсатор фильтра источника питания, генератор с внутренним сопротивлением $R_{\text{г}}$.

Емкость $C_{\text{п}}$ может быть определена приближенно из выражения

$$C_{\text{п}} = \frac{t_{\text{в. ном}} E_0}{2E_{\text{п}}\,\{E_0\,[1 + E_0/(2E_{\text{п}})]/(I_{\text{з}}) - L_{\text{п}}/t_{\text{в. ном}}\}}, \tag{6-72}$$

а время срабатывания защиты — из выражения

$$t_{\text{з}} \approx 2\,\frac{E_{\text{п}} C_{\text{п}}}{I_{\text{з}}}\left(1 + \frac{E_{\text{п}}}{2E_0}\right) + \frac{L_{\text{п}} I_{\text{з}}}{E_{\text{п}}\,[1 + E_0/(2E_{\text{п}})]}. \tag{6-73}$$

Из формул (6-72) и (6-73) видно, что увеличение индуктивности $L_{\text{п}}$ влечет за собой возрастание величин $C_{\text{п}}$ и $t_{\text{з}}$. Поэтому величину $L_{\text{п}}$ следует выбирать минимально допустимой.

Конденсатор $C_{\text{п}}$ в рассмотренных выше схемах защиты может заряжаться либо от источника питания генераторного устройства, либо от автономного источника. Практически емкости $C_{\text{п}}$ в схемах защиты следует брать несколько бо́льшими, чем они получаются по приведенным выше выражениям, поскольку тиристор *Т1* запирается все-таки не мгновенно. Необходимое увеличение емкости $C'_{\text{п}}$ можно определить из равенства

$$C'_{\text{п}} = \frac{C_{\text{п}}}{1 - \dfrac{2I_{\text{з}}^2\left(t_{\text{вкл}} + kt_{\text{зап}}\right)}{3C_{\text{п}}E_{\text{п}}^2}},$$

где $t_{\text{вкл}}$ — время включения проходного тиристора; $t_{\text{зап}}$ — время восстановления его запирающих свойств в обратном направлении; $k = I_{m\,0}/I_{\text{з}}$ — отношение амплитуды импульса обратного тока к прямому току, зависящее от типа тиристора и его режима работы.

В случае использования емкостных прерывающих устройств для прекращения тока непосредственно через рабочие тиристоры генераторов последние превращаются в инверторы с принудительной коммутацией. При этом по сравнению с рассмотренными выше

схемами защиты общее число тиристоров увеличивается и габариты всего устройства возрастают.

Для повышения надежности работы защиты часто одновременно с прерыванием тока через проходные или рабочие тиристоры прекращают подачу управляющих импульсов на рабочие тиристоры.

Описанные схемы защиты не оптимизированы для импульсных режимов работы и не предусматривают автоматического включения генератора после устранения аварийного состояния. В указанных целях может быть применена несколько более сложная схема, работа которой описывается ниже (рис. 6-14). Эта схема имеет также следующие достоинства: она полностью автономна и не требует специальных устройств типа «пуск» и «остановка», предназначен-

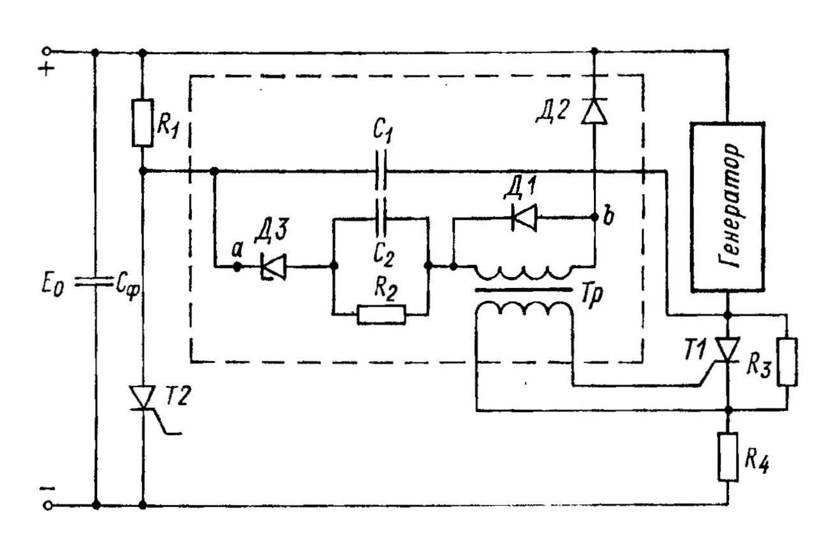


Рис. 6-14. Схема электронной защиты с повторным автоматическим включением генератора

ных для включения и выключения защитного устройства; в паузах между импульсами генератор отключен от источника питания; обеспечивается автоматическое повторное включение генератора после срабатывания защиты при условии ликвидации аварийного режима; питание защиты и генератора осуществляется от одного источника при сохранении эффективности защиты в период переходных процессов включения.

Схема защиты состоит из тиристорного прерывателя, включающего в себя проходной тиристор *T1*, шунтированный резистором R_3, тиристор *T2*, конденсатор C_1; цепи управления проходного тиристора (на рис. 6-14 она обведена штриховыми линиями), которая обеспечивает в импульсном режиме работы автоматическое включение тиристора *T1* при подаче на защищаемое устройство импульсов управления, и резистора R_1, через который заряжается конденсатор C_1.

Цепь управления состоит из последовательно включенных трансформатора *Tp*, шунтированного диодом *Д1*, с которого управляющие импульсы поступают на тиристор *T1*; диода *Д2* и цепи задержки, представляющей собой стабилитрон *Д3* и конденсатор C_2, включенный параллельно резистору R_1.

В момент подачи импульсов управления на тиристоры генератора кон-

денсатор C_2 заряжается через генератор, обмотку трансформатора *Тр*, диод *Д2* и цепь задержки от предварительно заряженного конденсатора C_1. Поскольку емкость конденсатора C_2 выбирается много меньше емкости C_1 (обычно на два порядка), то он заряжается быстро, а напряжение на конденсаторе C_1 при этом практически остается неизменным. Ток заряда протекает через первичную обмотку трансформатора *Тр* и создает на его вторичной обмотке импульс, используемый для отпирания проходного тиристора *Т1*. Минимальная скорость заряда конденсатора C_2 будет ограничиваться минимальной длительностью импульсов управления тиристора *Т1*. Тиристор *Т1* отпирается, и генератор (инвертор) подключается к источнику питания на время длительности рабочего импульса. По окончании импульса ток через тиристор *Т1* прекращается, и он выключается. При следующем импульсе процесс повторяется.

Аварийное отключение генератора от источника питания происходит, когда на управляющий электрод тиристора *Т2* поступает импульс с датчика сигнала аварии (с последовательного или параллельного резистора).

При включении тиристора *Т2* конденсатор C_1 разряжается через проходной тиристор *Т1*. Последний выключается и отсоединяет генератор от источника питания. Конденсатор C_1 начинает заряжаться от источника питания через резисторы R_1 и R_3. Значения их сопротивлений следует выбирать таким образом, чтобы конденсатор C_1 успел полностью зарядиться за время паузы между импульсами.

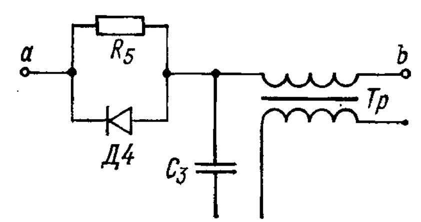


Рис. 6-15. Цепь с дополнительным диодом

Цепь задержки не позволяет цепи управления проходного тиристора сформировать управляющий импульс до тех пор, пока конденсатор C_1 не запасет необходимую для аварийного выключения энергию. В качестве элемента задержки используется стабилитрон *Д3*, который включается, как только конденсатор C_1 зарядится до достаточного напряжения. Для этой же цели может быть использована показанная на рис. 6-15 специальная цепь, подключаемая к точкам *a* и *b* (рис. 6-14) вместо цепи *Д3*, C_2, R_2, *Д1*. В этом случае сопротивление резистора R_5 и емкость конденсатора C_3 выбираются так, что заряд конденсатора C_3 от источника питания через резисторы R_1, R_5 происходит медленнее заряда конденсатора C_1. Поэтому при включении генератора (инвертора) импульсом управления конденсатор C_3 разряжается через первичную обмотку трансформатора *Тр* и диод *Д2*, а ток разряда индуцирует во вторичной обмотке трансформатора напряжение, отпирающее проходной тиристор *Т1*, после того как конденсатор C_1 запасет необходимую энергию. При аварийном выключении генератора конденсатор C_3 разряжается через цепь *Д4*, *Т2*.

6-4. Особенности расчета электрических элементов инверторных схем

В данном параграфе рассматриваются особенности расчета входящих в схему инвертора коммутирующих конденсаторов и дросселей и выходных согласующих трансформаторов. Материалы приводятся по результатам специально проведенных теоретических и экспериментальных исследований.

Выбор коммутирующих конденсаторов. Задача состоит в выборе типа конденсатора с учетом допустимого для заданных условий его рабочего напряжения $U_р$.

Коммутирующие конденсаторы используются в инверторах в широком диапазоне рабочих частот f и скважностей работы q, причем

$$q=\frac{t_р+t_п}{t_р}, \qquad (6\text{-}74)$$

где $t_р$ — полное время работы за один цикл при повторно-кратковременном режиме; $t_п$ — полное время пауз между рабочими импульсами за один цикл. При непрерывном режиме работы $t_п = 0$ и $q = 1$.

Номинальное напряжение $U_{ном}$ нормируется для фиксированной частоты. С повышением частоты допустимое значение $U_р$ приходится существенно снижать относительно $U_{ном}$ во избежание теплового пробоя диэлектрика конденсатора; с повышением скважности q значение $U_р$ можно в общем случае увеличивать пропорционально члену $\sqrt{q}$, не превосходя ни в каких случаях некоторого предельного значения. Ниже будут даны рекомендации, как учитывать все эти факторы. Однако окончательно режим использования конденсатора должен быть согласован с его разработчиком.

Рекомендуемые типы конденсаторов и минимально допустимые значения напряжений $U_р$ в зависимости от частоты и скважности приведены в табл. 6-2. Возможность увеличения $U_р$ по сравнению с табличными значениями должна устанавливаться экспериментально после предварительного расчета допустимого режима.

Таблица 6-2

f, кГц	q	Рекомендуемый конденсатор	Допустимое значение $U_р/U_{ном}$
До 3	До 5 5—10	К77-5	0,5 1
	Свыше 10	К75-10 К73П-2	Не менее 1 ($U_р \leqslant 700$ В) 0,5
3—7	До 15	К77-5	0,5
	Свыше 15	К75-10 ПКГИ	Не менее 1 ($U_р \leqslant 700$ В) 0,7
7—10	До 20	К72-11	1
	Свыше 20	К75-10 ПКГИ	Не менее 0,5 ($U_р \leqslant 700$ В) 0,5
10—50 50—100	Свыше 10 Свыше 50	К72-11	Не менее 0,5 ($U_р \leqslant 500$ В)

Для проведения этого расчета необходимо знать хотя бы одну экспериментально проверенную базисную рабочую точку, для ко-

торой известны потери в конденсаторе $p_б$, скважность $q_б$, превышение температуры корпуса над температурой окружающей среды («перегрев») $\tau_б$, поверхность охлаждения корпуса $П_б$. Тогда для рассчитываемого режима

$$p = \frac{П}{П_б} \frac{\tau_{доп}}{\tau_б} \frac{q}{q_б},$$

где $\tau_{доп}$ — допустимое значение τ для данного типа конденсатора (обычно 15—20 °С).

При подсчете величины $П$ учитывается поверхность только вертикально расположенных сторон корпуса высотой $h_к$, причем зазор δ' (в сантиметрах) между этими сторонами и соседними элементами должен быть не менее

$$\delta' = 1{,}6 k_\delta \sqrt[4]{h_к}, \tag{6-75}$$

где для конденсаторов с прямоугольным корпусом $k_\delta = 1$, с цилиндрическим — $k_\delta = 1/3$.

Потери и величина τ (в градусах Цельсия) связаны зависимостью

$$\tau = \frac{p}{\alpha q П}, \tag{6-76}$$

где α — удельный эквивалентный коэффициент теплоотдачи конденсатора, Вт/(см²·°С); p — в ваттах; $П$ — в сантиметрах квадратных.

Ориентировочно в обычном температурном диапазоне

$$\alpha = 1{,}1 \cdot 10^{-3} \sqrt[6]{\frac{10}{h_к}}. \tag{6-77}$$

Потери p и рабочее напряжение конденсатора емкостью C в непрерывном режиме работы при частоте f связаны зависимостью

$$p = 2\pi f U_р^2 C \operatorname{tg} \delta \cdot 10^3, \tag{6-78}$$

где δ — угол потерь диэлектрика конденсатора.

Следует иметь в виду, что в общем случае величины δ и $\operatorname{tg}\delta$ сами зависят от частоты f. При наличии высших гармоник

$$p = \sum_{n=1}^{\infty} p_n = \sum_{n=1}^{\infty} 2\pi f U_n^2 n C_n \operatorname{tg} \delta_n \cdot 10^3, \tag{6-79}$$

где n — номер гармоники; U_n— напряжение этой гармоники; C_n, δ_n — емкость и угол потерь на этой гармонике; практически достаточно ограничиться учетом 15—20 членов ряда в (6-79).

Необходимо обеспечить

$$p \leqslant p_{ном}, \tag{6-80}$$

где $p_{ном}$ — допустимые потери в номинальном режиме. Отсюда

получаем допустимое эквивалентное синусоидальное напряжение $U_{ном}$, по которому выбирается конденсатор:

$$U_{ном} = \sum_{n=1}^{15 \div 20} \left(U_n \sqrt{n \operatorname{tg} \delta_{ном}} \right) \sqrt{\frac{f}{q f_{ном} \operatorname{tg} \delta_{ном}}} . \qquad (6\text{-}81)$$

При этом использовано то обстоятельство, что параметр $\operatorname{tg} \delta_n$ связан с частотой практически линейно: $\operatorname{tg} \delta_n = n \operatorname{tg} \delta_{ном}$, где $\delta_{ном}$ — угол потерь при номинальной частоте [24]. Это выражение можно использовать для конкретизации значений $U_р/U_{ном}$, приведенных в табл. 6-2, в пределах диапазонов частоты и скважности.

Общие вопросы расчета коммутирующих дросселей и выходных согласующих трансформаторов. Такой трансформатор показан, например, на рис. 4-6. Там же показаны индуктивности L_1 и L_2 коммутирующих дросселей. Очень часто для рассматриваемого в книге класса инверторов трансформаторы и дроссели проектируются на стандартных разрезных ленточных сердечниках по ГОСТ 22050—76.

Размеры и основные конструктивные параметры наиболее широко применяемых сердечников приведены в табл. 6-3 (сердечники ШЛ броневого типа) и в табл. 6-4 (сердечники ПЛ стержневого типа). Сердечники ШЛ используются при меньших, ПЛ — при бóльших мощностях трансформаторов и дросселей.

В таблицах приведены также дополнительные данные, нужные для последующих расчетов. Конструктивные данные табл. 6-3 соответствуют также шихтованным пластинчатым сердечникам Ш. В таблицах обозначено: $V_с$ — объем сердечника; $k_с s_с$ — активное сечение сердечника; $M_с$ — масса сердечника (подсчитана при коэффициенте заполнения сердечника $k_с = 0{,}85$); $s_{ок}$ — сечение окна сердечника; $k_{ок}$ — коэффициент его заполнения проводниковым материалом; $l_с$ — длина средней магнитной линии в сердечнике; l_w — средняя длина витка катушки, см.

Для трансформаторов и дросселей всегда важным является их *тепловой режим*, определяемый обычно превышением температуры катушки τ. Величина τ определяется по формуле (6-76) с учетом (6-74) и (6-77), но здесь $h_к$ — высота катушки, а эффективная поверхность охлаждения $П$ и потери p выражаются зависимостями, приведенными в работе [9]. Получаем

$$\tau = \frac{p_с + p_к}{\alpha q П}; \qquad П = П_к + Б_с П_с; \qquad (6\text{-}82;\ 6\text{-}83)$$

$$p = p_с + p_к; \qquad Б_с = \sqrt{\frac{\nu + 0{,}6}{1 + 0{,}2\beta\nu}}, \qquad (6\text{-}84)$$

где $П_к$ — поверхность охлаждения катушек согласно работе [9], см²; $П_с$ — поверхность охлаждения сердечника, см²; $Б_с$ — параметр, характеризующий роль сердечника в охлаждении; $\beta = П_с/П_к$; $\nu = p_с/p_к$; $p_к$ — потери в катушке (в меди), Вт; $p_с$ — потери в сердечнике (в стали), Вт.

Таблица 6-3

Типоразмер сердечника	V_c, см³	$k_c s_c$, см²	$s_{ок}$, см	l_c, см	l_w, см	$k_{ок}$	$П_к$, см²	β	$\alpha \cdot 10^3$, Вт/(см²·°C)	M_c, г	$K_{др.\,с} \cdot 10^7$, Дж/°C
ШЛ 8×8	3,53	0,52	1,6	6,8	5,8	0,15	19,8	0,86	1,35	27	6,1
ШЛ 8×10	4,42	0,65			6,2			0,97		34	7,2
ШЛ 8×12,5	5,51	0,81			6,7			1,11		43	8,3
ШЛ 8×16	7,48	1,10			7,7			1,30		54	9,6
ШЛ 10×10	6,97	0,82	2,5	8,5	7,2	0,19	31,0	0,86	1,27	54	18,1
ШЛ 10×12,5	8,76	1,03			7,7			0,98		67	21,2
ШЛ 10×16	11,12	1,31			8,4			1,13		86	24,8
ШЛ 10×20	13,93	1,64			9,2			1,31		107	28,3
ШЛ 12×12,5	12,66	1,24	3,6	10,2	8,7	0,23	44,6	0,88	1,23	94	45,5
ШЛ 12×16	16,34	1,60			9,4			1,00		123	55,0
ШЛ 12×20	20,20	1,98			10,2			1,16		156	62,5
ШЛ 12×25	25,70	2,50			11,2			1,34		193	71,2
ШЛ 16×16	28,82	2,12	6,4	13,6	11,5	0,25	79,3	0,86	1,20	222	149,0
ШЛ 16×20	35,9	2,64			12,3			0,97		278	173,0
ШЛ 16×25	44,9	3,30			13,3			1,11		350	200,0
ШЛ 16×32	57,9	4,25			14,7			1,33		445	234,0
ШЛ 20×20	56,4	3,30	10,0	17,1	14,3	0,26	124,0	0,86	1,13	435	353,0
ШЛ 20×25	70,9	4,15			15,3			0,97		540	418,0

Таблица 6-4

Типоразмер сердечника	V_c, м³	$k_c s_c$, см²	$s_{ок}$, см²	l_c, см	l_w, см	$k_{ок}$	$П_к$, см²	β	$\alpha \cdot 10^3$, Вт/(см²·°С)	M_c, г	$K_{др.с} \cdot 10^5$, Дж/°С
ПЛ 16×32-40	77,4	4,3	18	10	15,1	0,24	166	0,48	1,1	585	5
ПЛ 16×32-50	86		20	12,5			195	0,40		650	6,6
ПЛ 16×32-65	98,9		23	16,3			236	0,34		750	9,1
ПЛ 16×32-80	111,9		26	20			281	0,28		850	11,6
ПЛ 20×40-50	147,2	6,7	22,7	16	18,8	0,25	264	0,48	1,0	1160	11,9
ПЛ 20×40-60	165,5		24,7	19,2			300	0,42		1270	14,9
ПЛ 20×40-80	192,1		28,7	25,6			372	0,34		1460	21,2
ПЛ 20×40-100	219		32,7	32			444	0,28		1670	27,8
ПЛ 25×50-65	302	10,5	28,8	26	23,8	0,27	423	0,47	0,9	2300	29,5
ПЛ 25×50-80	334		31,8	32			491	0,40		2540	38
ПЛ 25×50-100	376		35,8	40			581	0,34		2860	45
ПЛ 25×50-120	418		39,8	48			684	0,29		3200	63,7
ПЛ 32×64-80	619	17,2	36	40	29,2	0,3	662	0,48	0,9	4720	84,5
ПЛ 32×64-100	688		40	50			770	0,40		5300	110
ПЛ 32×64-130	791		46	65			945	0,34		6100	153
ПЛ 32×64-160	895		52	80			1120	0,28		6850	197
ПЛ 40×80-100	1223	27,0	45	64	36,8	0,3	1050	0,48	0,9	9 350	212
ПЛ 40×80-120	1322		49	76,8			1200	0,40		10 100	268
ПЛ 40×80-160	1549		57,3	102,4			1480	0,34		11 800	375
ПЛ 40×80-200	1762		65,3	128			1740	0,28		13 500	485

Величины $П_к$, β, α также даны в табл. 6-3 и 6-4 (значение α взято для перегрева τ = 50 °C и умножено на 10^3).

Потери в сердечнике массой M_c в формуле (6-82) определяются зависимостью [9]

$$p_c = k_p p_0' \left(\frac{B}{B_0}\right)^2 M_c \cdot 10^{-3}, \quad (6\text{-}85)$$

где B — амплитуда магнитной индукции в сердечнике, Тл; p_0 — удельные потери в магнитном материале сердечника в исходном состоянии при рабочей частоте f и индукции B_0, Вт/кг; $k_р$ — коэффициент увеличения потерь в готовом сердечнике вследствие технологических воздействий при его изготовлении (включая разрезку). Параметры p_0' и $k_р$ зависят от вида магнитного материала и существенно растут с увеличением частоты. Поэтому с ростом частоты выбирают более качественный материал (например, железоникелевые сплавы) и уменьшают его толщину. При высокой частоте иногда применяют ферритовые сердечники.

Рекомендации по выбору толщины ленты (листа) для сердечников приведены в табл. 6-5.

Таблица 6-5

Материал		Параметр		Толщина материала, мм, при f, кГц			
		B_s', Тл	A_c	0,05	0,4—1,0	1,0—2,5	2,5—100
Сталь	3421—3423	1,9	580	0,2—0,35	0,1—0,2	0,1—0,05	0,05—0,02
Сплав	50Н	1,5	360	0,2—0,35	0,1	0,1—0,05	0,05—0,02
	80НХС, 79НМ	0,7	90	0,2—0,35	0,1	0,05	0,05—0,02

Коэффициент $k_р$ для неразрезных, например тороидальных, сердечников близок к 1, а для разрезных с ростом частоты от 50—500 Гц до 10 кГц меняется следующим образом: для стали 3421—3423 от 1,3 до 1,6; для сплава 50Н от 1,6 до 1,9; для сплавов 80НХС, 79НМ от 2,7 до 3.

При дальнейшем повышении частоты коэффициент $k_р$ соответственно возрастает.

Из-за роста потерь индукцию B с увеличением частоты при прочих равных условиях приходится понижать, однако при большой скважности удается сохранять достаточно большие значения B. Во всех случаях величина B не должна превышать некоторого значения B_s':

$$B \leqslant B_s'. \quad (6\text{-}86)$$

Величина B_s' приведена в табл. 6-5. Значения удельных потерь p_0' при указанных в таблице типовых частотах $f = f_т$ и индукциях B_0 даны в табл. 6-6; $p_0' = p_1'$ при $B_0 = 1$; $p_0' = p_{0,5}'$ при $B_0 = 0,5$ и т. д.

$f_т$, кГц	Толщина материала, мм	Значение p'_0, Вт/кг, для материалов				
		3422		50Н		80НХС, 79НМ
		p'_1	$p'_{0,5}$	p'_1	$p'_{0,5}$	$p'_{0,5}$
0,4	0,15	9,0	2,2	5,5	1,5	—
	0,10	8,5	2,1	5,3	1,4	0,50
	0,05	8,5	2,1	5,0	1,3	0,45
1,0	0,10	35	8,5	20	5	2,0
	0,05	26	6,5	14	4	1,6
2,5	0,05	102	26	48	12	6,4
	0,02	100	25	—	—	4,3
10	0,05	750	190	300	85	42
	0,02	—	—	—	—	30
50	0,05	—	2400	—	750	600
	0,02	—	1700	—	—	270

Ориентировочно пересчет потерь p'_0 к другой частоте f по отношению к типовой $f_т$ при той же индукции B_0 можно произвести по зависимости

$$p'_{0f} = p'_0 (f/f_т)^{\theta},$$

где примерно $\theta = 1{,}5$.

Пересчет потерь к другой индукции при той же частоте можно ориентировочно произвести по зависимости

$$p' = p'_0 (B/B'_0)^2. \qquad (6\text{-}87)$$

Потери в катушках $p_к$ определяем обычным образом, однако при частоте в несколько килогерц и выше приходится уже учитывать возрастание активного сопротивления обмоток за счет поверхностного эффекта и эффекта близости. Это возрастание для каждой i-й обмотки на основании работы [22] может быть при $f \geqslant 0{,}4$ кГц учтено коэффициентом

$$k_{ri} = 0{,}45 + 1{,}15\sqrt{f} + n_ж^2 (0{,}55\sqrt{f} - 0{,}15) \times \\ \times \left[\left(\frac{d_ж}{D_к}\,\frac{k_{г.к} w_i}{2}\right)^2 + 2\,\frac{n_ж - 1}{n_ж - 0{,}5}\left(\frac{d_ж}{d_н}\right)^2\right], \qquad (6\text{-}88)$$

где f — частота в килогерцах; $n_ж$ — число жил в проводнике; $d_ж$ — диаметр одной жилы; $d_н$ — наружный диаметр всего проводника без изоляции ($d_н = d_ж$ при $n_ж = 1$); $D_к$ — наружный эквивалентный диаметр обмотки; w_i — число витков i-й обмотки; $k_{г.к}$ — коэффициент по рис. 6-16, зависящий от геометрии катушки.

На рис. 6-16 $h_к$ — высота катушки (обмотки); c_i — толщина i-й обмотки.

Эквивалентная магнитная проницаемость сердечника определяется по формуле

$$\mu_э = \frac{\mu}{1 + \delta_с \mu / l_с}, \qquad (6\text{-}89)$$

где $\delta_с$ — зазор в сердечнике, мм; μ — относительная магнитная проницаемость сердечника без зазора.

Расчет коммутирующих дросселей.

1. Из ряда задаваемых параметров определяющими для расчета дросселя являются собственная частота колебательного контура инвертора f_0, необходимая индуктивность дросселя L, его минимально допустимая добротность $Q_{др}$, перегрев τ.

2. Действующий ток в обмотке

$$I_{др} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2}, \qquad (6\text{-}90)$$

где I_1, I_2 — действующие значения двусторонних импульсов тока через дроссель.

3. Энергоемкость в джоулях

$$W_{др} = L I_{др}^2. \qquad (6\text{-}91)$$

4. Добротность $Q_{др}$ рассчитывается по формуле

$$Q_{др} = U I_{др} / p, \qquad (6\text{-}92)$$

где U — действующее напряжение на дросселе; p — по выражению (6-83).

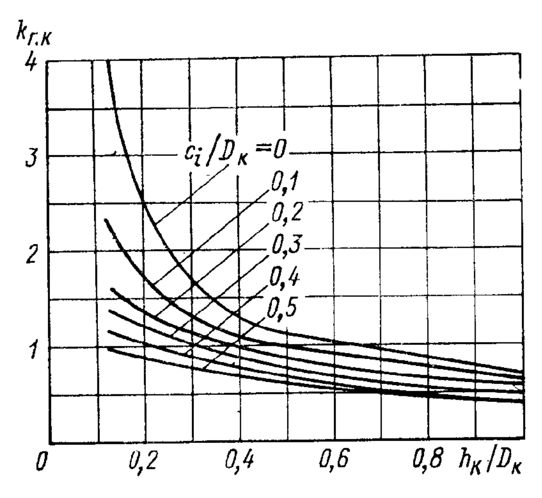


Рис. 6-16. Зависимости для коэффициента $k_г$

5. Конструктивный тип дросселя определяется выбором воздушной катушки или катушки с сердечником и во втором случае — выбором материала сердечника. При наиболее широко используемых значениях $W_{др}$ и других параметров меньшими габаритами обладают конструкции с сердечником. В порядке предпочтительности следует применять следующие материалы сердечника: ферриты, магнитодиэлектрики, сплавы 80НХС, 79НМ, сплавы 50Н, 47НК, стали 3421—3423, воздух. Однако в той же последовательности уменьшаются максимально реализуемые удельные энергоемкости $W_{др}/V_{др}$, где $V_{др}$ — конструктивный объем дросселя, см³. Поэтому при больших требуемых значениях $W_{др}/V_{др}$ применение ферритов и магнитодиэлектриков невозможно.

Исследования показали, что при разных конструкциях возможны следующие предельные значения параметра $W_{др}/V_{др}$:

Ферриты	0,25
Магнитодиэлектрики	0,5
Сплавы:	
80НХС, 79НМ	0,7

50Н, 47НК	1,3
Сталь 3421—3423	2
Воздух	2

Воздушные катушки позволяют также получить максимальную добротность $Q_{др}$, исключить дополнительные искажения тока $I_{др}$ (у дросселя с сердечником трудно достичь $Q_{др} > 50$). Тем не менее вследствие меньших габаритов (в допустимой зоне значений $W_{др}/V_{др}$) чаще применяют дроссель с сердечником. При этом обычно в сердечник вводится воздушный зазор $\delta_{др}$, поскольку иначе получаются чрезмерными индуктивности L. Дополнительным преимуществом наличия сердечника являются малые поля магнитного рассеяния.

Чтобы решить вопрос о необходимости применения воздушного дросселя, надо определить $W_{др}/V_{др}$, воспользовавшись формулой (6-91) и условием для минимально возможного значения $V_{др}$:

$$V_{др\,\min} = 10^2 (Q/f)^{2/3},$$

где Q задано; f — в килогерцах.

6. Конструктивный расчет воздушного дросселя производится по известным методикам, например [21].

Для цилиндрической катушки индуктивность L в генри определяется по формуле

$$L = \frac{3}{2} \frac{\mu_0 w^2}{h_к + c} \frac{l_w^{7/4}}{\pi^{11/4}}, \tag{6-93}$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9}$ Гн/см; $h_к$ и c — высота и толщина катушки, см.

Сопротивление в омах при нормальной температуре

$$r_а = 5{,}5 \cdot 10^{-6} k_r \frac{l_w w^2}{\pi h_к c k_{ок}},$$

где k_r определяется по (6-88).

7. Конструктивный расчет дросселя с сердечником.

Выбор сердечника. Можно показать, что величиной, определяющей объем дросселя, является конструктивный критерий $K'_{др}$ (в секундах):

$$K'_{др} = \frac{1}{\alpha\tau\Pi_к} \frac{I_{др}^2 L}{\mu_э}, \tag{6-94}$$

где α, τ, $\Pi_к$ определяются по формулам (6-77), (6-82), (6-83); $I_{др}$ — по (6-90); $\mu_э$ — эквивалентная магнитная проницаемость сердечника в относительных единицах.

Критерий $K'_{др}$, с другой стороны, полностью определяется конструктивными параметрами сердечника:

$$K'_{др.с} = 7{,}2 \cdot 10^{-3} \frac{k_с s_с s_{ок} k_{ок}}{l_с l_w}. \tag{6-95}$$

Выбирая сердечник для дросселя, надо обеспечить условие

$$K'_{др.с} \geqslant K'_{др},$$

где $K'_{др}$ определяется по (6-94).

Практически это делается следующим образом. Введем на основании выражения (6-94) расчетный критерий

$$K_{\text{др}} = \alpha \Pi_{\text{к}} K'_{\text{др}} = \frac{L I_{\text{др}}^2}{\tau \mu_э}. \qquad (6\text{-}96)$$

Соответствующий ему конструктивный критерий будет

$$K_{\text{др.с}} = \alpha \Pi_{\text{к}} K'_{\text{др.с}}, \qquad (6\text{-}97)$$

где $K'_{\text{др.с}}$ определяется по (6-95).

Необходимо с учетом выражений (6-96) и (6-97) обеспечить выполнение условия

$$K_{\text{др.с}} \geqslant K_{\text{др}}. \qquad (6\text{-}98)$$

Для стандартных сердечников критерий $K_{\text{др.с}}$ можно рассчитать заранее. Такие значения приведены в табл. 6-3 и 6-4 (для удобства значения $K_{\text{др.с}}$ умножены на 10^7 или 10^5).

При расчете $K_{\text{др}}$ величины L и τ берутся по заданию, $I_{\text{др}}$ — по выражению (6-90), величина $\mu_э$ — в пределах $50 \geqslant \mu_э \geqslant 30$, причем меньшие значения соответствуют бо́льшим значениям индукции B и наоборот.

Индукцию B вычисляем по формуле

$$B = \sqrt{0{,}8\pi \mu_э L I_{\text{др}}^2 / V_{\text{с}}},$$

где $\mu_э$ определяется по (6-89).

Число витков обмотки

$$w = \sqrt{\frac{l_{\text{с}} L}{0{,}4\pi k_{\text{с}} s_{\text{с}} \mu_э}} \cdot 10^4.$$

Коэффициент гармоник

$$k_{\text{г}} = k'_{\text{г}} \mu_э / \mu,$$

где $k'_{\text{г}}$ — тот же коэффициент при сердечнике без зазора; μ — магнитная проницаемость материала сердечника в относительных единицах; величина $k'_{\text{г}}$ зависит от B, f и определяется обычным способом, например как в работах [8, 9].

Зазор $\delta_{\text{др}} = 1{,}05\ l_0 \sqrt{1 + l_0}$; $l_0 = 5\ l_{\text{с}} / \mu_э$.

Перегрев, потери, сопротивление обмотки определяются с учетом выражений (6-82), (6-74), (6-77), (6-83) — (6-85), (6-88) и данных табл. 6-3 — 6-6 [8, 9].

Расчет выходных согласующих трансформаторов.

1. Исходные параметры. Помимо обычно задаваемых величин, следует иметь в виду необходимость обеспечения малых значений паразитных параметров трансформатора (сопротивлений за счет емкости и рассеяния обмоток) по сравнению с сопротивлением нагрузки, приведенным к первичной обмотке ($R'_{\text{н}}$).

2. Выбор сердечника. Наиболее эффективно использовать разрезные ленточные сердечники. Материал и его толщина выби-

раются по табл. 6-5. Объем сердечника ориентировочно определяется по формуле

$$V_c = 0{,}45\sqrt{A_c}\,\frac{P_2}{q\tau A_f}, \tag{6-99}$$

где P_2 — выходная мощность, Вт; q и τ — по (6-74), (6-82); A_c — постоянная, определяемая маркой материала сердечника и приведенная в табл. 6-5; A_f — коэффициент, зависящий от частоты; при $f \geqslant 4$ кГц $A_f = 1{,}4$; при $f < 4$ кГц $A_f = \sqrt[4]{f}$.

Определив V_c по выражению (6-99), выбираем необходимый сердечник, например, по табл. 6-3 или 6-4.

3. Магнитная индукция в сердечнике B. Для устойчивой работы инвертора желательно обеспечить условие $B \leqslant B'_s \cdot 0{,}7$, где B'_s — по табл. 6-5.

4. Индуктивность первичной обмотки L_1. Для эффективного использования инвертора необходимо обеспечить условие

$$\omega L_1 \geqslant (5 \div 10)\, R'_н,$$

где L_1 рассчитывается обычным образом при $\mu_э$ по выражению (6-89). При этом зазор δ_c — либо технологический (0,003—0,01 см), либо специально вводимый для обеспечения стабильности магнитного режима трансформатора в процессе работы.

5. Паразитные параметры обмоток. Определяются обычным способом, например как в работе [9].

6. Конструктивный расчет. Выполняется обычным способом для заданной частоты с оговоренными особенностями [9]. Перегрев, потери, сопротивления обмоток определяются с учетом выражений (6-82), (6-74), (6-77), (6-83) — (6-85), (6-88). При необходимости воспользоваться значением КПД до завершения расчета можно взять приведенные ниже значения:

Мощность P_2, Вт	<5	5—100	100—1000	>1000
КПД	0,7—0,8	0,8—0,9	0,9—0,95	0,95—0,98

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТИРИСТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

7-1. Постановка задачи

При проектировании современных тиристорных генераторов необходимо выбрать схему и определить ее конкретные параметры, при которых генератор не только удовлетворяет исходным требованиям, но и является оптимальным по совокупности показателей. К важнейшим из них при прочих заданных параметрах относятся

масса, объем или стоимость генератора, а также время, получаемое при данной схеме для восстановления запирающих свойств тиристоров и диодов. Решать такую задачу необходимо, базируясь на анализе электромагнитных процессов в устройстве. Однако использование для этой цели традиционных немашинных методов связано с большими затратами времени и без многократных экспериментов не всегда осуществимо вообще.

Спроектировать оптимизированный генератор, причем ускоренным способом, можно с помощью методов автоматизированного проектирования электронных схем [19]. Для этого необходимо создать универсальные алгоритмы анализа и оптимизации, которые позволили бы быстро и достаточно точно определить технические и массо-габаритные характеристики генераторов, а также произвести их оптимизацию по избранным критериям.

Далее задача автоматизации проектирования тиристорных генераторов рассматривается применительно к генераторам, выполняемым на основе инверторов.

7-2. Выбор математических методов анализа и оптимизации

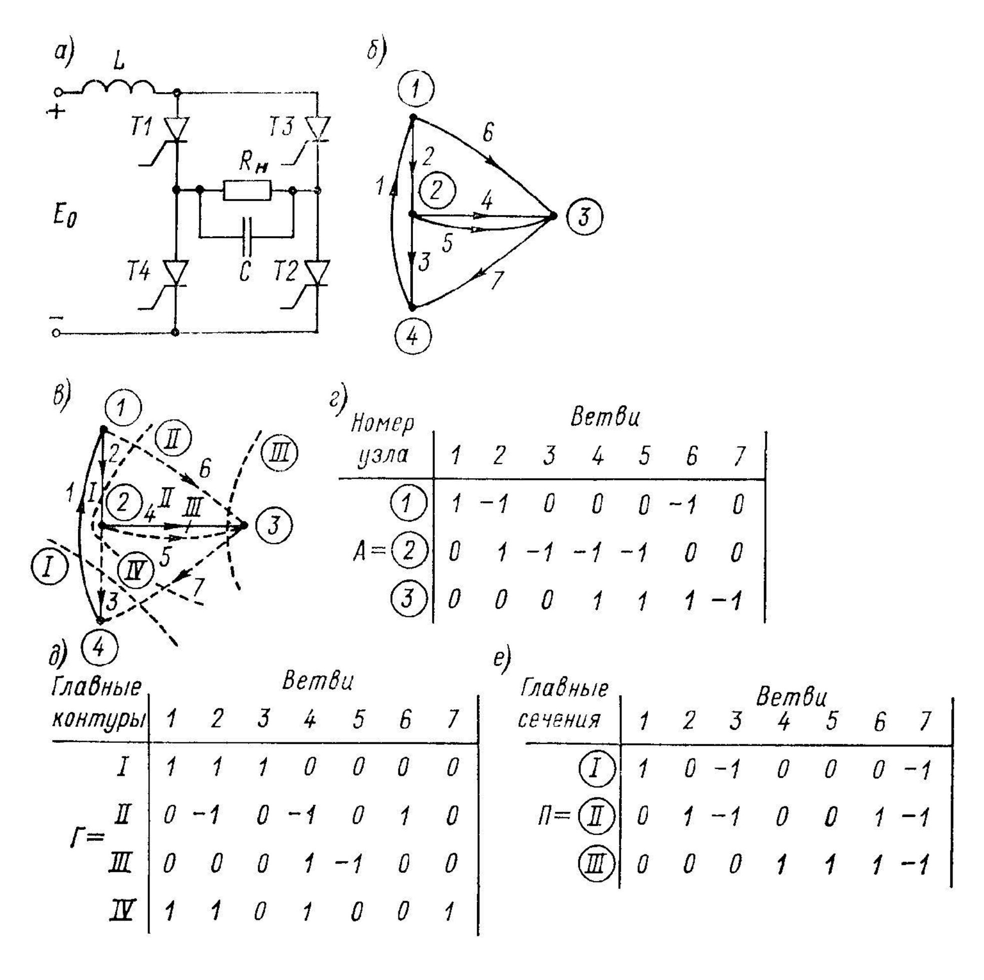
При анализе процессов в тиристорных инверторах обычно принимают следующие допущения: пренебрегают активными сопротивлениями обмоток электромагнитных элементов, намагничивающими токами и собственными емкостями трансформаторов, используют кусочно-линейную аппроксимацию характеристик полупроводниковых диодов и тиристоров. Однако даже при этих допущениях обобщенный анализ инверторов и генераторов является достаточно сложным. Это обусловлено тем, что конфигурация их электрических цепей изменяется в течение каждого периода выходной частоты и процессы в этих устройствах описываются дифференциальными уравнениями достаточно высокого порядка. Поэтому применение таких классических методов анализа, как методы разрывных функций, разностных уравнений, мгновенных значений, связано со значительными трудностями.

Наиболее приемлемы методы, базирующиеся на тех или иных способах численного интегрирования дифференциальных уравнений с использованием ЭВМ, что позволяет исследовать практически любые схемы.

При построении универсальных алгоритмов (цифровых моделей) тиристорных инверторов используем их топологические описания [19], позволяющие перевести графическую конфигурацию электронной схемы на алгебраический язык, с помощью которого составляются уравнения системы. В основу топологического описания положен граф схемы, а в качестве алгебраического языка взят аппарат топологических матриц — матрицы инциденций (структурной), матрицы контуров и сечений. Рассмотрим такой подход на примере мостового параллельного инвертора, показанного на рис. 7-1, *а*. Там же (рис. 7-1, *б*) построен граф данной схемы, в котором тиристоры

Т1—Т4 замещаются эквивалентными активными сопротивлениями и каждому двухполюсному компоненту схемы соответствует его символ — ветвь: *1* — L; *2* — $T1$; *3* — $T4$; *4* — $R_н$; *5* — C; *6* — $T3$; *7* — $T2$.

Направление ветвей соответствует направлению передачи в них сигнала. На рис. 7-1, *в* построено дерево графа (сплошные линии), которое представляет собой совокупность ветвей *1*—*7*, включающую в себя все узлы *1*—*4* (на рисунке эти цифры в кружках), но ни одного замкнутого контура. В этом случае ветви *1*, *2* и *4*, вошедшие в дерево, называются ребрами графа, а ветви *3*, *5*, *6* и *7*, не вошедшие в него,— хордами. На рис. 7-1, *г*, *д*, *е* приводятся



г)

Номер узла	Ветви 1	2	3	4	5	6	7
A= (1)	1	−1	0	0	0	−1	0
(2)	0	1	−1	−1	−1	0	0
(3)	0	0	0	1	1	1	−1

д)

Главные контуры	Ветви 1	2	3	4	5	6	7
Г= I	1	1	1	0	0	0	0
II	0	−1	0	−1	0	1	0
III	0	0	0	1	−1	0	0
IV	1	1	0	1	0	0	1

е)

Главные сечения	Ветви 1	2	3	4	5	6	7
П= (I)	1	0	−1	0	0	0	−1
(II)	0	1	−1	0	0	1	−1
(III)	0	0	0	1	1	1	−1

Рис. 7-1. Схема инвертора, ее граф и матрицы

соответствующие данной схеме топологические матрицы инциденций A, контуров $Г$ и сечений $П$, которые формируются по известным правилам [19].

Конечная цель процесса оптимизации состоит в нахождении экстремумов целевых функций на множествах, определяемых линейными и нелинейными ограничениями. Целевая функция есть такая характеристика, большему (или меньшему) значению которой соответствует лучшая с точки зрения искомого решения ситуация — в нашем случае наименьшее значение выбранного технико-экономического показателя.

Отметим, во-первых, что наша целевая функция является нелинейной, во-вторых, в ней невозможно аналитически отразить роль отдельных параметров устройства, например времени выключения тиристоров, и, в-третьих, существуют ограничения на технические параметры устройств. Это позволяет считать целесообразным применение для решения данной задачи методов нелинейного программирования (НЛП) [18].

В общем случае задача НЛП формируется следующим образом. Если целевая функция $F(x)$ непрерывна, функции $h_1(x), \ldots, h_m(x)$ задают ограничения в виде равенств, а $g_{m+1}(x), \ldots, g_p(x)$ — в виде неравенств, где вектор-столбец компонент в n-мерном пространстве $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \ldots, x_n]$, то надо найти минимум функции $F(x)$ при m линейных и (или) нелинейных ограничениях в виде равенств $h_j(x) = 0$; $j = 1, \ldots, m$ и $(p-m)$ линейных и (или) нелинейных ограничениях в виде неравенств $g_j(x) \geqslant 0$; $j = m + 1, \ldots, p$.

Под переменными $x_1, \ldots, x_n$ понимаются любые величины, характеризующие работу устройства, например электрические характеристики. Целевая функция представляет собой тот или иной технико-экономический показатель, причем для его определения требуется знать соответствующие показатели каждого из элементов устройства (трансформаторы, дроссели, конденсаторы, диоды, тиристоры). С этой целью вводятся так называемые критериальные модели, устанавливающие аналитические связи между основными параметрами и электромагнитными нагрузками элементов инверторов, с одной стороны, и их объемом (массой или стоимостью) — с другой. Ограничениями являются математически сформулированные требования к характеристикам инверторов, определяемые техническим заданием на проектирование.

7-3. Математические модели компонентов схем тиристорных генераторов

Для автоматизированного проектирования электронных схем необходимы математические модели их активных и пассивных компонентов. Под такими моделями понимается математическое описание, с достаточной степенью точности отражающее поведение этих компонентов в реальных условиях. Кроме того, указанные математические модели должны обладать непрерывностью (т. е. быть справедливыми для всех режимов работы компонента), а также по возможности простыми.

Математические модели полупроводниковых вентилей могут быть построены с учетом физических процессов в *p-n* либо *p-n-p-n*-структуре на том или ином уровне сложности [23]. Однако для построения алгоритмов анализа и оптимизации по выбранному критерию тиристорных инверторов целесообразно применять линейные модели, поскольку при использовании нелинейных моделей дополнительная точность в определении переменных состояния системы не оправдывает существенного увеличения времени расчета. Из линейных моделей лучшие результаты анализа и оптимизации инверторов дает активно-индуктивная схема замещения полупроводниковых приборов с дискретно изменяющимися параметрами. В этом случае эквивалентное сопротивление при переключении приборов изменяется от значения R_1, соответствующего открытому состоянию, до R_2 — для закрытого. Практически эти значения выбираются в пределах: $R_1 = 0{,}01 \div 0{,}1$ Ом; $R_2 = 10^4 \div 10^6$ Ом.

Введение дополнительной индуктивности L необходимо для того, чтобы порядок постоянной времени рабочего контура при переключении тиристора оставался неизменным (в рассматриваемых схемах последовательно с тиристором обычно включена индуктивность, с которой можно объединить дополнительную индуктивность L). Для электромагнитных элементов применяем известные схемы замещения (например, Т-образная схема замещения трансформатора и последовательная — дросселя). Учет паразитных параметров (межобмоточная емкость, межслоевая емкость и т. п.), который необходим при проектировании самих электромагнитных элементов, целесо-

образно производить лишь в тех случаях, когда они заметно влияют на работу исследуемой схемы. Конденсаторы представляем сосредоточенными элементами с емкостью C. Если необходимо определить потери в них, то можно использовать последовательные, параллельные и более сложные схемы замещения.

7-4. Разработка алгоритма автоматического формирования и решения систем дифференциальных уравнений

Формирование системы дифференциальных уравнений исследуемых схем производится с помощью ЭВМ.

Дифференциальные уравнения представляем в форме Коши, что облегчает применение методов численного интегрирования уравнений. Исходной информацией служит матрица инциденций, отражающая графическую конфигурацию анализируемой цепи. При ее составлении ветви графа (столбцы матрицы A) размещаются в следующем порядке: источники напряжения E, емкости C, сопротивления r, индуктивности L. Этот порядок необходим для построения собственного, а в тех случаях, когда имеются емкостные контуры или звезды индуктивностей,— нормального дерева [19]. Так как тиристоры и диоды замещаются активно-индуктивной эквивалентной цепью, то соответствующие им ветви графа размещаются в матрице A аналогично остальным ветвям графа.

Известно, что, используя матрицу инциденций A, можно записать основные уравнения законов Кирхгофа в виде

$$\left[\tilde{E}Q\right]\mathbf{i}=0; \qquad \left[-Q^{\mathrm{T}}\tilde{E}\right]\mathbf{u}=0, \tag{7-1}$$

где $\tilde{E}$ — единичная матрица; $Q = A_1^{-1}A_2$; A_1 и A_2 — подматрицы A, относящиеся соответственно к ребрам и хордам топологического графа системы; $\mathbf{i}$ и $\mathbf{u}$ — векторы токов и напряжений ветвей инвертора; верхний индекс «т» обозначает транспонированную матрицу, а индекс (—1) — обратную.

Матрица Q образуется при выделении в матрице A единичной подматрицы с целью построения дерева графа. Оставшиеся после такого преобразования столбцы образуют матрицу Q. После того как преобразование матрицы A закончено, ветви графа располагаются в ней в следующем порядке: источники напряжения E, емкости C, сопротивления r и индуктивности ребер, индуктивности L, емкости S и сопротивления g хорд. В соответствии с этим векторы $\mathbf{i}$ и $\mathbf{u}$ также необходимо разбить на отдельные составляющие, а именно: $\mathbf{u}_C$ — вектор-столбец напряжений емкостных ребер графа; $\mathbf{u}_r$ — вектор-столбец напряжений сопротивлений ребер графа; $\mathbf{u}_L$, $\mathbf{i}_L$ — векторы-столбцы напряжений и токов индуктивностей хорд графа; $\mathbf{i}_g$ — вектор-столбец токов сопротивлений хорд графа.

Разобьем матрицу Q на подматрицы Q_{ij} в зависимости от типа ветвей и их положения в графе системы и используем известные

зависимости между токами и напряжениями индуктивных и емкостных элементов цепи. Обозначим: **E** — вектор-столбец источников напряжения; C_p, C_x, L_p, L_x — диагональные матрицы емкостей и индуктивностей, относящиеся к ребрам p и хордам x графа системы; R, G — диагональные матрицы сопротивлений ребер и проводимостей хорд графа системы;

$$Q_1 = (C_p + Q_{CS}C_xQ_{CS}^{\text{T}}); \qquad Q_2 = [-Q_{CL} \quad -Q_{Cg}];$$

$$Q_3 = Q_1^{-1}Q_2; \qquad Q_4 = (L_x + Q_{rL}^{\text{T}}L_pQ_{rL});$$

$$Q_5 = [Q_{EL}^{\text{T}} \quad Q_{CL}^{\text{T}} \quad Q_{rL}^{\text{T}}]; \qquad Q_6 = Q_4^{-1}Q_5;$$

$$Q_7 = (R^{-1} + Q_{rg}GQ_{rg}^{\text{T}})^{-1} \quad [-Q_{rg}GQ_{Eg}^{\text{T}} - Q_{rg}GQ_{Cg}^{\text{T}} - Q_{rL}];$$

$$Q_8 = (G^{-1} + Q_{rg}^{\text{T}}RQ_{rg})^{-1} \quad [Q_{Eg}^{\text{T}} \quad Q_{Cg}^{\text{T}} - Q_{rg}^{\text{T}}RQ_{rL}].$$

Разобьем матрицы Q_3, Q_6, Q_7 и Q_8 на подматрицы следующим образом:

$$Q_3 = [\overbrace{Q_{31}}^{\mathbf{i}_L} \quad \overbrace{Q_{32}}^{\mathbf{i}_g}]; \qquad Q_6 = [\overbrace{Q_{61}}^{\mathbf{E}} \quad \overbrace{Q_{62}}^{\mathbf{u}_C} \quad \overbrace{Q_{63}}^{\mathbf{u}_r}];$$

$$Q_7 = [\overbrace{Q_{71}}^{\mathbf{E}} \quad \overbrace{Q_{72}}^{\mathbf{u}_C} \quad \overbrace{Q_{73}}^{\mathbf{i}_L}]; \qquad Q_8 = [\overbrace{Q_{81}}^{\mathbf{E}} \quad \overbrace{Q_{82}}^{\mathbf{u}_C} \quad \overbrace{Q_{83}}^{\mathbf{i}_L}]. \tag{7-2}$$

Тогда окончательно можно получить

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} Q_{31} & 0 \\ 0 & Q_{62} \end{bmatrix} \mathbf{X}_1 + \begin{bmatrix} Q_{32} & 0 \\ 0 & Q_{63} \end{bmatrix} \mathbf{Y}_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ Q_{61} \end{bmatrix} \mathbf{E}; \tag{7-3}$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} Q_{72} & Q_{73} \\ Q_{82} & Q_{83} \end{bmatrix} \mathbf{X} + \begin{bmatrix} Q_{71} \\ Q_{81} \end{bmatrix} \mathbf{E}, \tag{7-4}$$

где $\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_C \\ \mathbf{i}_L \end{bmatrix}$ — вектор-столбец переменных состояния системы; $\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_r \\ \mathbf{i}_g \end{bmatrix}$ — вектор-столбец резистивных переменных системы; $\mathbf{X}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_L \\ \mathbf{u}_C \end{bmatrix}$; $\mathbf{Y}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_g \\ \mathbf{u}_r \end{bmatrix}$.

Вектор-столбец начальных условий $\mathbf{X}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{C0} \\ \mathbf{i}_{L0} \end{bmatrix}$ можно определить, если в уравнениях (7-1) положить токи в емкостях и напряжения на индуктивностях равными нулю. Тогда система (7-3) в конечном итоге приводится к виду

$$\mathbf{X}_0 = \begin{bmatrix} Q_{Cg}Q_{82} & (Q_{CL} + Q_{Cg}Q_{83}) \\ (Q_{CL}^{\text{T}} + Q_{rL}^{\text{T}}Q_{72}) & Q_{rL}^{\text{T}}Q_{73} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -Q_{Cg}Q_{81} \\ -(Q_{EL}^{\text{T}} + Q_{rL}^{\text{T}}Q_{71}) \end{bmatrix} \mathbf{E} =$$

$$= Q_9^{-1}Q_{10}\mathbf{E}. \tag{7-5}$$

Вектор-столбец начальных значений токов и напряжений резистивных элементов $\mathbf{Y}_0$ находится с помощью выражений (7-4) с учетом (7-5).

Система (7-3) решается одним из известных методов численного интегрирования.

7-5. Оптимизация схем

Решение задачи оптимизации методами НЛП. Рассматриваемую задачу проектирования можно сформулировать следующим образом: найти минимум функции $F(x) = \sum\limits_j F_j(x)$ при ограничениях $g_i(x) \geqslant 0$, $i = 1, 2, \ldots, p$, где $F(x)$ — целевая функция. Ограничения представляют собой математически сформулированные требования к характеристикам инверторов, в первую очередь к схемному времени выключения тиристоров с целью обеспечения необходимого запаса устойчивости работы исследуемых систем, а также к выходной мощности, электромагнитным нагрузкам элементов и т. п.

Задачу НЛП будем решать методом штрафных функций или барьеров [41]. В этом случае исходная задача формулируется следующим образом: найти минимум функции $F(x) = \sum\limits_j F_j(x) + \varphi$, где φ — функция, налагающая штраф на значение функции $F(x)$ при выходе в процессе поиска из допустимой области (метод штрафных функций) или при приближении к ее границе (метод барьеров). При использовании метода штрафных функций задача поиска оптимального сочетания параметров инвертора сводится к следующей: найти минимум функции

$$F(\mathbf{x}, r) = \frac{\sum\limits_{j=1}^{q} Э_j}{P_{\sim}} + \frac{1}{r^k}\left\{\sum_{i=1}^{m} \alpha_i [g_i(\mathbf{x}), 0]^2_{\min} + \sum_{i=1}^{m_1} B_i(\mathbf{x})\right\}, \qquad (7\text{-}6)$$

где $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \ldots, x_n]$ — вектор оптимизируемых параметров инвертора (емкости конденсаторов, индуктивности дросселей, коэффициент трансформации выходных трансформаторов); $Э_j$ — технико-экономический показатель (объем V в кубических сантиметрах, масса M в граммах или стоимость $Ц$ в копейках) j-го элемента, общее число которых равно q; $P_{\sim}$ — выходная мощность, Вт; r^k — последовательность $\{r^k\}_1^\infty$, для которой при всех k удовлетворяются условия $r^k > 0$, $r^k > r^{k+1}$ и $\lim\limits_{k\to\infty} r^k = 0$ (здесь и далее верхний индекс k применяется для обозначения номера члена последовательности); m — число ограничений, налагаемых на технические характеристики инвертора; m_1 — число ограничений, соответствующих требованию неотрицательности параметров инвертора; α_i — весовые коэффициенты, учитывающие различное влия-

ние ограничений на функцию цели $F(\mathbf{x}, r)$; $B_i(\mathbf{x})$ — штрафная функция, выражаемая зависимостями:

$$B_i(\mathbf{x}) = \begin{cases} q_1 \text{ при } \mathbf{x} \leqslant \Delta_x; \\ 0 \text{ при } \mathbf{x} > \Delta_x, \end{cases}$$

причем значение постоянной q_1 определяется экспериментально, а вектор-столбец Δ_x задает минимально допустимые значения параметров инвертора.

Как видно, используемая штрафная функция разбита на две составляющие. Первая из них учитывает качество процессов в инверторе на каждом шаге оптимизации. Ограничения $g_i(\mathbf{x})$ имеют вид:

для напряжений и токов элементов

$$g_i(\mathbf{x}) = Z_д - Z_{max} \geqslant 0;$$

для схемного времени восстановления управляемости тиристоров

$$g_i(\mathbf{x}) = Z_{min} - Z_д \geqslant 0;$$

для выходной мощности, равной $P_\sim \pm \Delta P$,

$$g_i(\mathbf{x}) = [Z_{max} - (P_\sim - \Delta P)] \geqslant 0 \text{ и } [(P_\sim + \Delta P) - Z_{max}] \geqslant 0,$$

где Z_{max}, Z_{min}, $Z_д$ — соответственно максимальные, минимальные и предельно допустимые значения рассматриваемых переменных, определяемые по техническим условиям на соответствующие компоненты схемы.

Коэффициенты α_i выбираются так, чтобы выделить ограничения, имеющие первостепенное значение, в первую очередь это требование обеспечения необходимого схемного времени выключения тиристоров.

Вторая составляющая функции $B_i(\mathbf{x})$ имеет ступенчатый характер вследствие того, что недопустимым считается изменение знака параметра, а не его уменьшение. Вектор Δ_x необходим, так как при отрицательных значениях вектора параметров $\mathbf{x}$ возможна потеря устойчивости при численном интегрировании системы дифференциальных уравнений (7-3). Константа q_1 выбирается таким образом, чтобы при возможной в процессе расчета ситуации, когда наблюдается условие $\mathbf{x}_i \leqslant \Delta_x$, значение целевой функции $F(\mathbf{x}, r)$ становилось недопустимо большим по сравнению с ее значением внутри допустимой области.

Задача (7-6) с помощью метода штрафных функций решается следующим образом. При заданном значении r^1, которое обычно принимается равным единице, рассчитывается вектор параметров $\mathbf{x}^1$ с использованием какого-либо метода минимизации функции $F(\mathbf{x}, r)$ для задачи без ограничений. Далее находим величину $\mathbf{x}^2$,

воспользовавшись значением r^2, определяемым из соотношения

$$r^{k+1} = r^k/q_2,$$

где q_2 — целое число. Константа q_2 может быть выбрана, например, равной четырем [42].

Таким образом, получается последовательность значений $\mathbf{x}^k$, которая обеспечивает определение экстремального значения целевой функции $F(\mathbf{x}, r)$ с заданной точностью.

Критериальные модели электромагнитных элементов. Критериальные модели компонентов инверторов необходимы для экономного выполнения счета на каждом шаге оптимизации, причем для любых задаваемых условий.

Для создания таких моделей целесообразно руководствоваться основными положениями теории оптимального проектирования электромагнитных элементов. Ниже приводятся обобщенные закономерности для показателей технико-экономической эффективности трансформаторов. При их выводе учитывались аналитические связи между мощностью трансформатора, его геометрическимн характеристиками и задаваемыми параметрами с учетом их взаимной зависимости для основного условия проектирования — критичности допустимого перегрева $\tau = \mathrm{const}$. Для придания указанным закономерностям общего характера с целью анализа различных типов трансформаторов с помощью единых выражений введен метод геометрических изображений. Его применение позволяет любую геометрическую характеристику и любой технико-экономический показатель электромагнитного элемента выразить через его базисный размер a (ширина стержня, несущего катушку) и обобщенную безразмерную функцию φ_i. Последняя носит название геометрического изображения, и ее аргументами являются безразмерные параметры, характеризующие геометрию магнитного сердечника.

Критериальные модели электромагнитных элементов можно представить следующим образом [9]:

$$Э = \varphi_Э a^3. \tag{7-7}$$

Здесь $Э = V$ — объем; $Э = M$ — масса либо $Э = Ц$ — стоимость; $\varphi_Э = \varphi_V$, либо $\varphi_Э = \varphi_m = k_c\gamma_c\varphi_c + \gamma_к k_{ок}\varphi_w\varphi_{ок} = \varphi_c\,(k_c\gamma_c + k_s k_{ок})$, либо $\varphi_Э = \varphi_ц = Ц_c k_c\gamma_c\varphi_c + Ц_к\gamma_к k_{ок}\varphi_w\varphi_{ок} = \varphi_c\,(Ц_c k_c\gamma_c + k_s Ц_к k_{ок})$; $k_s = \varphi_w\gamma_к\varphi_{ок}/\varphi_c$; a — базисный размер электромагнитного элемента, см; $Ц_c$, $Ц_к$ — цена сердечника и катушек в готовом электромагнитном элементе, коп/г; k_c — коэффициент заполнения сердечника магнитопроводящим материалом; $k_{ок}$ — коэффициент заполнения окна сердечника проводниковым материалом; γ_c, $\gamma_к$ — плотности материалов сердечника и проводникового материала, г/см^3; φ_w, $\varphi_{ок}$, φ_c, φ_V, φ_m, $\varphi_ц$ — геометрические изображения средней длины витка катушки, площади окна, объема, занятого сердечником, габаритного объема, массы и стоимости электромагнитного элемента.

Как видно из формулы (7-7), задача определения требуемого технико-экономического показателя сводится к нахождению базисного размера a, если выбрана геометрия сердечника и тем самым однозначно определены функции φ_i.

Для трансформаторов обобщенные уравнения, определяющие размер a, содержатся в работе [9]. Приведем их в виде, удобном для выполнения расчетов на ЭВМ, при условии $\tau = \mathrm{const}$:

$$a = k_1 \left[\frac{P_г}{k_c f B} \sqrt{\frac{1}{q_p \tau^{5/4} k_{ок} \alpha_0'}} \right]^{9/31}, \tag{7-8}$$

где

$$k_1 = \left[\frac{1}{22,2\varphi_s} \sqrt{\frac{(1+\nu) k_j \rho \varphi_w z_к^{1/9}}{Б_с \varphi_{п.к} \varphi_{ок} m_т \left(\sqrt[9]{h_0} \Big/ \sqrt[4]{\tau_0} \right)}} \right]^{9/31}; \qquad (7\text{-}9)$$

$P_г$ — габаритная мощность трансформатора, Вт; f — выходная частота инвертора, кГц; B — магнитная индукция в сердечнике, Тл; q_p — коэффициент допустимого увеличения потерь инверторов (генераторов), зависящий от скважности режима работы инвертора; τ — перегрев, °С; α_0' — коэффициент теплоотдачи при базисных условиях, Вт/(см^2·°С); φ_s, $\varphi_{п.к}$ — геометрические изображения сечения сердечника и поверхности охлаждения катушек; ν — соотношение потерь в сердечнике и катушках; k_j — коэффициент, учитывающий распределение проводников в объеме электромагнитного элемента; ρ — удельное сопротивление меди при 75 °С; $z_к$ — относительная высота катушки; $Б_с$ — параметр, определяемый по (6-84); $m_т$ — конструктивный коэффициент трансформатора; h_0 — высота базисной катушки, см; τ_0 — базисный перегрев, °С.

Используя рассмотренную методику, можно получить аналогичные зависимости и для дросселей. Для этого определим габаритную мощность дросселя $P_{г.др}$ как мощность двухобмоточного однофазного трансформатора, имеющего те же размеры, что и данный дроссель, и работающего при синусоидальных напряжениях и токах, частота которых равна частоте основной гармоники тока дросселя при прочих одинаковых условиях:

$$P_{г.др} = \frac{1}{2} U_э I_{др}, \qquad (7\text{-}10)$$

где $U_э$ — эквивалентное напряжение дросселя, В;

$$U_э = 4{,}44 B s_с k_с f w \cdot 10; \qquad (7\text{-}11)$$

$I_{др}$ — действующий ток через дроссель, А; w — число витков обмотки дросселя; $s_с$ — геометрическое сечение сердечника, см^2.

С достаточной точностью справедливо равенство

$$B = \frac{\mu_э I_m w}{l_с} \cdot 10^2, \qquad (7\text{-}12)$$

где $\mu_э$ — эквивалентная магнитная проницаемость, Гн/м; I_m — максимальное значение тока через дроссель, А; $l_с$ — длина средней магнитной линии, см.

Подставив выражения (7-11) и (7-12) в формулу (7-10), получим

$$P_{г.др} = 2{,}22 I_m I_{др} L f \cdot 10^3, \qquad (7\text{-}13)$$

где L — индуктивность дросселя, Гн.

С другой стороны, подставляя выражение (7-12) в формулу (7-11), можно получить

$$P_{\text{г.др}} = 22{,}2Bk_{\text{ок}}k_{\text{с}}s_{\text{с}}s_{\text{ок}}fJ, \qquad (7\text{-}14)$$

где $s_{\text{ок}}$ — геометрическое сечение окна сердечника, см²; J — средняя плотность тока, А/мм².

Плотность тока на основании работы [9] определяется при $\tau = \text{const}$ следующим образом:

$$J = \sqrt{\frac{q_p\alpha\tau Б_{\text{с}}\varphi_{\text{п.к}}}{(1+\nu)\rho k_{\text{ок}}k_j\varphi_{\text{ок}}\varphi_w a}}. \qquad (7\text{-}15)$$

Подставив выражение (7-15) в формулу (7-14), с учетом выражения (7-13) получим искомое соотношение для определения базисного размера дросселей:

$$a = k_3\left(\frac{I_m I_{\text{др}}L}{Bk_{\text{с}}}\sqrt{\frac{1}{q_p\alpha_0'\tau^{5/4}k_{\text{ок}}}}\right)^{9/31}, \qquad (7\text{-}16)$$

где

$$k_3 = \left[\frac{100}{\varphi_s}\sqrt{\frac{(1+\nu)\; k_j\rho\varphi_w z_{\text{к}}^{1/9}}{Б_{\text{с}}\varphi_{\text{п.к}}\varphi_{\text{ок}}m_{\text{т}}\left(\sqrt[9]{h_0}\,/\,\sqrt[4]{\tau_0}\right)}}\right]^{9/31}.$$

Для практического применения формул (7-7), (7-8) и (7-16) целесообразно использовать рекомендации по выбору оптимальных значений безразмерных параметров, характеризующих геометрию магнитных сердечников для электромагнитных элементов броневого (БТ), стержневого (СТ) и тороидального (ТТ) типов, оптимизируемых по объему, массе или стоимости [9]. Это позволяет определить входящие в приведенные выражения коэффициенты (табл. 7-1).

В этом случае на каждом шаге оптимизации процедура поиска требуемых показателей $Э_i$ включает в себя следующие этапы.

1. По формулам (7-8) и (7-16) определяются базисные размеры электромагнитных элементов.

2. По формуле (7-7) вычисляются значения показателей $Э_i$.

3. В тех случаях, когда необходимо одновременно выполнить требования по падению напряжения и перегреву [9], просчитываются оба варианта и для расчета $F(x, r)$ принимается тот, который дает худшие значения оптимизируемого показателя.

Критериальные модели конденсаторов. Критериальные модели конденсаторов должны связать их основные параметры с так называемым стандартным напряжением U_s.

При использовании конденсаторов в режимах, отличающихся от номинальных, необходимо, чтобы рабочее напряжение не превосходило значения U_s, при котором конденсатор способен работать с заданной надежностью в установленном диапазоне температур. В этом случае все расчеты допустимых нагрузок производятся на

Таблица 7-1

Оптимизируемый показатель	Тип сердечника	k_1	k_3	φ_V	φ_c	k_s
Объем	БТ	0,18	1,64	48,0	—	—
	СТ	0,12	1,37	75,0	—	—
	ТТ	0,21	1,86	25,7	—	—
Масса	БТ	0,18	1,66	—	14,7	10,4
	СТ	0,15	1,37	—	17,5	14,6
	ТТ	0,19	1,75	—	7,0	16,0
Стоимость	БТ	0,19	1,77	—	12,2	10,1
	СТ	0,17	1,54	—	15,9	11,5
	ТТ	0,22	1,99	—	4,9	16,0

основе тепловых характеристик исходя из того, что максимальная температура корпуса, пропорциональная мощности потерь, должна быть неизменной во всех режимах.

Стандартное напряжение U_s находим из условия

$$U_s \geqslant U_{ном} + U_{пост}, \qquad (7\text{-}17)$$

где $U_{пост}$ — постоянная составляющая напряжения на конденсаторе, В.

Стандартное напряжение фильтровых конденсаторов определяется по формуле

$$U_s \geqslant U_{пер} + U_{пост}, \qquad (7\text{-}18)$$

где $U_{пер}$ — переменная составляющая напряжения на конденсаторе, В.

Для использования функции (7-6) желательно располагать зависимостями вида

$$Э_i = \varphi(C) \text{ при } U_s = \text{const}, \qquad (7\text{-}19)$$

где C — емкость конденсатора, Ф.

Анализ таких реальных зависимостей для объема (массы, стоимости) [24] показал, что их можно аппроксимировать линейными функциями вида $y = ax + b$.

Таким образом, критериальные модели конденсаторов можно представить следующим образом:

$$Э_i = \beta_1 C + \beta_2 \text{ при } U_s = \text{const}, \qquad (7\text{-}20)$$

где β_1 и β_2 — коэффициенты линеаризации зависимостей объема

см³/Ф и см³; массы, г/Ф и г, или стоимости, коп/Ф и коп, конденсатора от его емкости.

Значения коэффициентов β_i можно определить, используя метод наименьших квадратов. Тогда

$$\left.\begin{aligned} \beta_1 &= \frac{n_C \Sigma Э_и C - \Sigma C \Sigma Э_и}{n_C \Sigma C^2 - (\Sigma C)^2}; \\ \beta_2 &= \frac{\Sigma C^2 \Sigma Э_и - \Sigma C \Sigma C Э_и}{n_C \Sigma C^2 - (\Sigma C)^2}, \end{aligned}\right\} \quad (7\text{-}21)$$

где $Э_и$ — истинное значение технико-экономического показателя, которое берется из справочных материалов; n_C — число номиналов емкостей при $U_s = \text{const}$ для определенного типа конденсаторов.

При использовании данной критериальной модели процесс поиска технико-экономических показателей на каждом шаге оптимизации включает в себя определение стандартного напряжения конденсатора по формулам (7-17) или (7-18) и расчет требуемого показателя по формуле (7-20).

Критериальные модели тиристоров. На технико-экономические показатели инвертора существенно влияет выбранный способ охлаждения полупроводниковых приборов (стандартный или произвольный охладитель, наличие принудительного обдува и т. п.). Поэтому для учета соответствующих показателей необходимо на каждом шаге оптимизации анализировать возможные варианты построения тиристорной ячейки с целью выбора лучшего из них.

Так как одним из основных факторов при выборе типа тиристора является значение максимально допустимого тока $I_{a\,m\,д}$, то целесообразно ввести в рассмотрение решетчатую функцию $\varphi_р$, аргументами которой являются значения токов $I_{a\,mд}$, характеризующие разные варианты исполнения тиристорных ячеек и задающие верхние токовые границы, превышение которых недопустимо для данного варианта ячейки:

$$\varphi_р = \varphi(I_{amд1}, I_{amд2}, I_{amд3}, I_{amд4}), \quad (7\text{-}22)$$

где значения токов $I_{amд\,i}$ задают верхнюю токовую границу для вариантов: $I_{amд\,1}$ — тиристор со стандартным охладителем, принудительный обдув; $I_{amд\,2}$ — тиристор со стандартным охладителем, обдува нет; $I_{a\,mд\,3}$ — тиристор без охладителя, принудительный обдув; $I_{amд\,4}$ — тиристор без охладителя, обдува нет.

Такая функция играет роль эталонной системы, и с ее значениями $I_{amд\,i}$ в процессе минимизации целевой функции $F(\mathbf{x}, r)$ сравниваются расчетные значения токов $I_р$ через тиристоры. Благодаря этому на каждом шаге оптимизации задача определения технико-экономических показателей решается просто, так как каждому значению $I_{amд\,i}$ соответствует вполне определенный и вычисленный заранее объем (масса или стоимость).

Таким образом, при решении задачи (7-6) на каждом шаге оптимизации анализируются неравенства

$$I_р \leqslant I_{атд i}, \quad i = 1, 2, 3, 4. \qquad (7\text{-}23)$$

В первую очередь рассматривается возможность реализации ячейки, характеризующейся наименьшим значением объема (массы или стоимости), — тиристора без стандартного охладителя и без обдува. Если это невозможно ($I_р > I_{атд\,4}$), рассматривается следующий вариант — тиристор без стандартного охладителя, с принудительным обдувом и т. д.

Формулы для расчета аргументов решетчатой функции приведены в работе [27].

Введение решетчатой функции $\varphi_р$ позволяет задачу учета технико-экономических показателей тиристоров на каждом шаге оптимизации свести к анализу системы неравенств (7-23), и в этом смысле эта функция играет роль критериальной модели.

Методика автоматизированного проектирования инверторов. В результате проведенного анализа установлено, что для рассматриваемой задачи целесообразно применять метод Пауэлла [42]. Анализ конкретной схемы начинается с формулирования исходных данных, к которым относятся:

а) топологическое описание схемы, построение матрицы инциденций;

б) математическое описание закона регулирования тиристоров инвертора (генератора);

в) параметры схемы, необходимые для ее моделирования,— рабочая частота, число периодов, которое требуется рассчитать на каждом шаге оптимизации;

г) ветви схемы, напряжения и токи которых необходимо фиксировать для расчета максимальных значений напряжений или токов;

д) технические характеристики компонентов устройства (максимально допустимые напряжения или токи, минимально допустимое время выключения тиристоров и т. п.), на базе которых формируется штрафная функция в формуле (7-6);

е) ограничения в задаче (7-6), имеющие первостепенное значение (обычно это требование обеспечения необходимого схемного времени восстановления управляемости тиристоров), весовые коэффициенты α_i;

ж) вектор оптимизируемых параметров системы, соответствующий начальной точке расчета;

з) необходимое число ограничений m, налагаемых на технические характеристики инвертора (генератора), а также ограничения m_1, соответствующие требованию неотрицательности параметров;

и) минимально допустимые значения параметров Δ_x, константы q_1.

После этого анализ системы производится в следующем порядке [10, 11]:

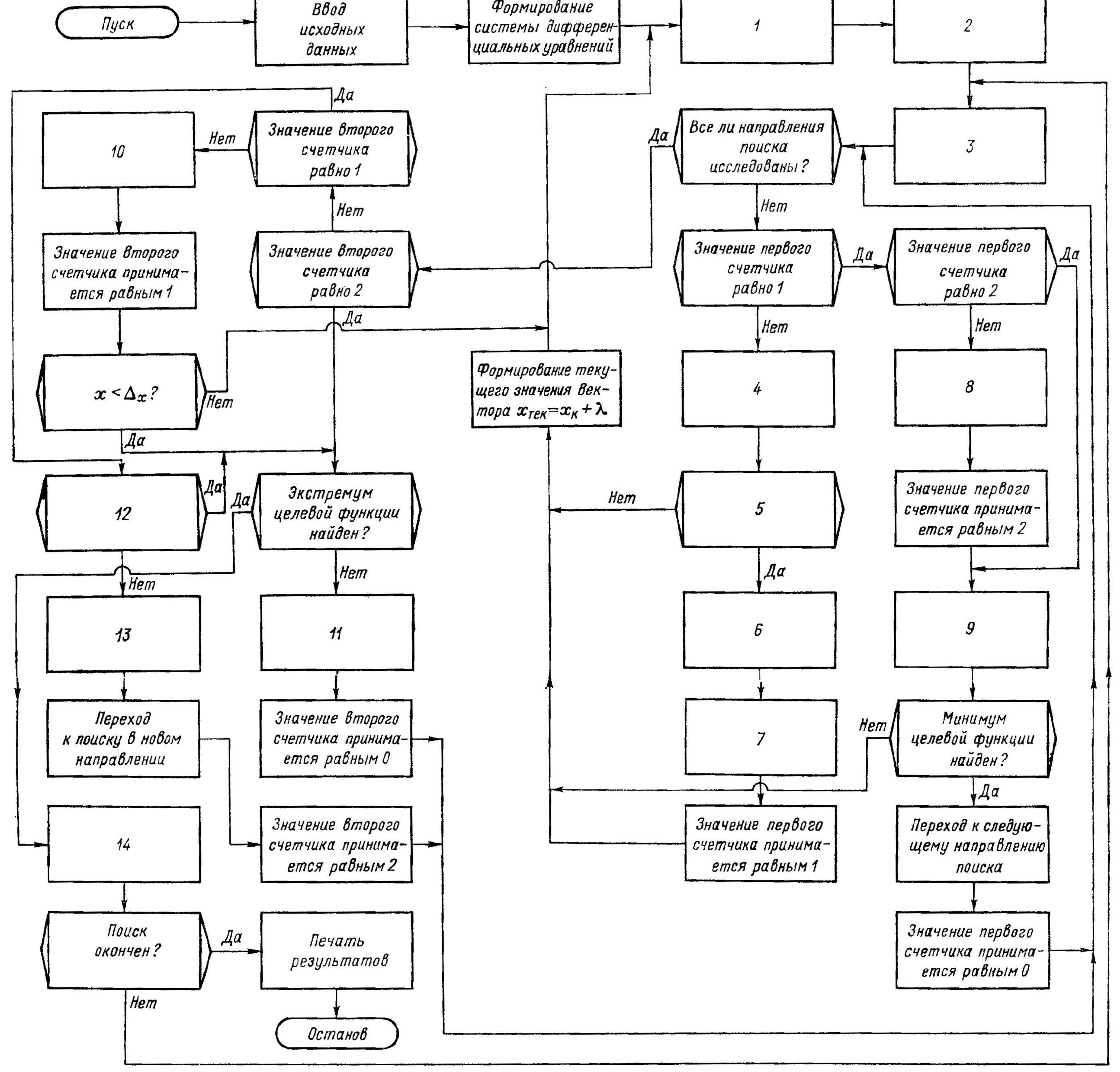


Рис. 7-2. Структурная схема алгоритма оптимизации инверторов

1 — **блок расчета характеристик инверторов, предназначенный для расчета** переходного режима работы и определения электромагнитных **нагрузок компонентов схем, выходной мощности, схемного времени восстановления управляемости тиристоров;** *2* — **блок** расчета технико-экономических показателей компонентов; *3* — блок расчета штрафных санкций и целевой функции инверторов (генераторов) по формуле (7-6); *4* — блок определения шага оптимизации по формуле $\lambda = \lambda_{начальное} (1 + 2^0 + 2^1 + 2^2 + \ldots)$; *5* — блок проверки логического условия «интервал изменения знака производной целевой функции $F(x, r)$ найден?»; *6* — блок аппроксимации целевой функции квадратичным полиномом; *7* — блок выбора шага оптимизации $\lambda = d$, где d — точка минимума аппроксимирующего полинома; *8* — блок определения интервала, в котором находится минимум целевой функции, путем сравнения значений функции $F(x, r)$ в трех расчетных точках и в точке d; *9* — блок поиска минимума целевой функции по методу золотого сечения; *10* — блок определения значения вектора **X** в дополнительном направлении по работе [42]; *11* — блок перехода к первому направлению поиска; *12* — блок проверки логического условия «условия теста по формулам [42] выполнены?»; *13* — блок формирования нового сопряженного направления вместо направления, в котором улучшение целевой функции $F(x, r)$ было наибольшим; *14* — блок ускорения поиска решения при использовании экстраполяционной формулы второго порядка по работе [42]

1. С использованием (7-3) рассчитываются переходный и установившийся режимы работы инверторов (генераторов), определяются электромагнитные нагрузки их элементов и минимальное схемное время восстановления управляемости тиристоров.

2. По формулам (7-7), (7-8), и (7-16) рассчитываются технико-экономические показатели трансформаторов и дросселей.

3. По выражениям (7-17), (7-18) определяется стандартное напряжение, а по формуле (7-20) — технико-экономические показатели конденсаторов.

4. С помощью выражений (7-23) учитываются технико-экономические показатели тиристоров.

5. По формуле (7-6) рассчитывается значение целевой функции.

6. С помощью алгоритма оптимизации (рис. 7-2) определяются направление поиска и шаг в нем. Если минимум целевой функции не найден, осуществляется переход к п. 1 данной методики при новых значениях параметров системы.

Рассмотренная методика проектирования практически реализуется с помощью алгоритма, структурная схема которого представлена на рис. 7-2. На базе данного алгоритма разработана машинная программа проектирования оптимизированных инверторов, ориентированная на ЦВМ серии ЕС. Вследствие большого объема программы не представляется возможным привести здесь ее полный текст. Однако, руководствуясь описанной методикой и структурной схемой алгоритма, написание программы на каком-либо машинном языке высокого уровня можно выполнить без затруднений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **А. с. 258393 [СССР].** Генератор гармонических колебаний/Авт. изобрет. М. А. Сиверс, А. Д. Артым, А. А. Алексанян.— Опубл. в Б. И., 1970, № 1.

2. **А. с. 439893 [СССР].** Ключевой тиристорный генератор/Авт. изобрет. М. А. Сиверс, А. А. Алексанян, Л. Г. Васютин и др.— Опубл. в кн.: «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1974, № 30.

3. **А. с. 150160 [СССР].** Параллельный ионный инвертор/Авт. изобрет. Д. Б. Агеев, Б. А. Белкин.— Опубл. в Б. И., 1962, № 18.

4. **А. с. 367516 [СССР].** Тиристорный генератор гармонических колебаний/Авт. изобрет. М. А. Сиверс, В. Д. Бунтов. — Опубл. в кн.: «Открытия. Изобретения. Промышленные образцы. Товарные знаки», 1973, № 8.

5. **Артым А. Д.** Ключевые генераторы гармонических колебаний. Л.: Энергия, 1972.

6. **Артым А. Д., Донской А. В.** Генерирование затухающих колебаний высокой частоты с помощью управляемых ионных разрядников.— Электричество, 1960, № 1.

7. **Артым А. Д., Васютин Л. Г., Сиверс М. А.** Параллельный инвертор с малой индуктивностью дросселя в цепи питания.— Вопросы радиоэлектроники. Техника радиосвязи, 1972, вып. 2.

8. **Бамдас А. М., Савиновский Ю. А.** Дроссели переменного тока радиоэлектронной аппаратуры.— М.: Советское радио, 1969.

9. **Бальян Р. Х.** Трансформаторы для радиоэлектроники.— М.: Советское радио, 1971.

10. **Бальян Р. Х., Рубинштейн Г. Я.** Разработка методики машинного проектирования статических вентильных преобразователей с оптимальными параметрами.— Вопросы судостроения. Сер. общетехническая, 1977, вып. 31.

11. **Бальян Р. Х., Рубинштейн Г. Я.** Машинное проектирование автономных инверторов.— В кн.: Исследование цепей и электромагнитных полей (межвузовский сборник).— Л.: ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина), 1978.

12. **Брейнерд Г., Олсон В., Хупер Е.** Повышение мощности и уменьшение размеров передатчика с помощью КУВ. Пер. с англ.— Электроника, 1966, т. 39, № 12.

13. **Бэдфорд Б., Хофт Р.** Теория автономных инверторов. Пер. с англ./Под ред. И. В. Антика.— М.: Энергия, 1969.

14. **Васильев А. С., Слухоцкий А. Е.** Ионные и электронные инверторы высокой частоты.— М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961.

15. **Генераторы** синусоидальных колебаний высокой частоты на тиристорах/А. Д. Артым, А. А. Алексанян, М. А. Сиверс.— Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1968, т. 11, № 3.

16. **Глух Е. М., Зеленов В. Е.** Защита полупроводниковых преобразователей.— М.: Энергия, 1970.

17. **Дмитриков В. Ф., Уткин М. А.** Исследование резонансного инвертора с обратными диодами. Электротехническая пром-сть. Преобразовательная техника, 1972, вып. 6 (30).
18. **Зангвилл У. И.** Нелинейное программирование.— М.: Советское радио, 1973.
19. **Ильин В. Н.** Машинное проектирование электронных схем.— М.: Энергия, 1972.
20. **Ицхоки Я. С.** Приближенный метод анализа переходных процессов в сложных линейных цепях.— М.: Советское радио, 1969.
21. **Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А.** Расчет индуктивностей.— Л.: Энергия, 1970.
22. **Кузнецов В. К., Оркин Б. Г., Русин Ю. С.** Трансформаторы усилительной и измерительной аппаратуры.— М.: Энергия, 1969.
23. **Кузьмин В. А.** Тиристоры малой и средней мощности.— М.: Советское радио, 1971.
24. **Лернер М. М.** Выбор конденсаторов для электронных устройств.— М.: Энергия, 1970.
25. **Магнитные генераторы** импульсов/Л. А. Меерович, И. М. Ватин, Э. Ф. Зайцев, В. М. Кандыкин.— М.: Советское радио, 1968.
26. **Мафэм Н.** Кремниевые управляемые вентили преодолевают частотный барьер. Пер. с англ.— Электроника, 1965, т. 38, № 18.
27. **Рабинерсон А. А., Ашкинази Г. А.** Режимы нагрузки силовых полупроводниковых приборов.— М.: Энергия, 1976.
28. **Работа** тиристорного генератора незатухающих колебаний высокой частоты в диапазоне частот/М. А. Сиверс, А. А. Алексанян, В. Д. Бунтов, Л. Г. Васютин.— Вопросы радиоэлектроники. Техника радиосвязи, 1969, № 1.
29. **Сиверс М. А., Алексанян А. А., Бакин Ю. В.** Тиристорный генератор высокой частоты.— Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1969, т. 12, № 10.
30. **Сиверс М. А., Алексанян А. А., Комаров В. М.** Тиристорный многоячейковый резонансный инвертор с обратными диодами.— Электротехническая пром-сть. Преобразовательная техника, 1975, вып. 2 (61).
31. **Сиверс М. А., Артемьев Б. Н., Мошкин В. В.** Анализ генераторов синусоидальных колебаний на тиристорах с учетом их инерционности.— Изв. вузов. Радиотехника, 1975, т. 18, № 3.
32. **Сиверс М. А., Бунтов В. Д., Васютин Л. Г.** Анализ работы последовательно-параллельного инвертора.— Электротехническая пром-сть. Преобразовательная техника, 1974, вып. 1 (48).
33. **Сиверс М. А., Бунтов В. Д.** Влияние нагрузки на работу генератора синусоидальных колебаний в. ч. на тиристорах.— Вопросы радиоэлектроники. Техника радиосвязи. 1968. № 7.
34. **Сиверс М. А., Васютин Л. Г., Комаров В. М.** Генератор незатухающих колебаний на одном тиристоре.— Вопросы радиоэлектроники. Сер. общетехническая, 1972, вып. 8.
35. **Сиверс М. А., Дубинкер А. С., Мелехов Ю. М.** Магнитотиристорный генератор затухающих колебаний.— Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1978, № 1.
36. **Сиверс М. А., Майоров В. А.** Усилитель низкой частоты на тиристорах.— Радиотехника, 1977, т. 32, № 3.
37. **Теумин И. И.** Справочник по переходным электрическим процессам.— М.: Гос. изд-во лит. по вопросам связи и радио, 1952.
38. **Тиристорные преобразователи** высокой частоты/Е. И. Беркович, Г. В. Ивенский, Ю. С. Иоффе и др.— Л.: Энергия, 1973.
39. **Тиристоры** (технический справочник)/Под ред. В. А. Лабунцова, Г. С. Обухова, А. Ф. Свиридова.— М.: Энергия, 1971.
40. **Улановский В. П., Хованский Г. С.** Интерполирование табличных функций многих переменных.— Труды вычислительного центра.— М.: Изд-во АН СССР, 1963.
41. **Фиакко А., Мак-Кормик Г.** Нелинейное программирование.— М.: Мир, 1972.

42. **Химмельблау Д.** Прикладное нелинейное программирование.— М.: Мир, 1975.
43. **Яцюта Н. Н.** Последовательно-параллельный инвертор с удвоением частоты.— Электротехника. 1975, № 9.
44. **Brainerd G. R.** Thyristors provide high-power R—F generation for VLF/LF transmitter.— Westinghouse Engineer, 1967, September.
45. **Electronic control** devices for industry.— National Electronic, INC.— Geneva; Illinois, 1971.
46. **Mapham N.** Low-cost ultrasonic frequency inverter using single SCR.— IEEE Transactions on industry and general applications, 1967, v. IGA-3, № 5.
47. **Mapham N.** An SCR inverter with good regulation and sine-wave output.— IEEE Transactions on industry and general applications, 1967, v. IGA-3,
48. **Morgan R. E.** A new magnetic-controlled rectifier power amplifier with a saturabled reactor controlling on time.— AIEE Transactions, v. 80, pt. 1. Communications and Electronics, 1961, № 54.
49. **Thyristor Catalog**. RCA, 1974.
50. **Van der Horst H. L., Van Vlodorp P. H. G.** Experimental 10 kc/s, 10 kw industrial heating generator equipped with hydrogen thyratrons.— Electronic applications bulletin, 1957/58, v. 18, № 2.

ОГЛАВЛЕНИЕ